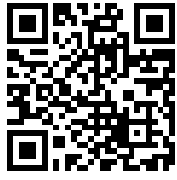
This is a reproduction of a library book that was digitized by Google as part of an ongoing effort to preserve the information in books and make it universally accessible.

Google™ books

https://books.google.com



A propos de ce livre

Ceci est une copie numérique d'un ouvrage conservé depuis des générations dans les rayonnages d'une bibliothèque avant d'être numérisé avec précaution par Google dans le cadre d'un projet visant à permettre aux internautes de découvrir l'ensemble du patrimoine littéraire mondial en ligne.

Ce livre étant relativement ancien, il n'est plus protégé par la loi sur les droits d'auteur et appartient à présent au domaine public. L'expression "appartenir au domaine public" signifie que le livre en question n'a jamais été soumis aux droits d'auteur ou que ses droits légaux sont arrivés à expiration. Les conditions requises pour qu'un livre tombe dans le domaine public peuvent varier d'un pays à l'autre. Les livres libres de droit sont autant de liens avec le passé. Ils sont les témoins de la richesse de notre histoire, de notre patrimoine culturel et de la connaissance humaine et sont trop souvent difficilement accessibles au public.

Les notes de bas de page et autres annotations en marge du texte présentes dans le volume original sont reprises dans ce fichier, comme un souvenir du long chemin parcouru par l'ouvrage depuis la maison d'édition en passant par la bibliothèque pour finalement se retrouver entre vos mains.

Consignes d'utilisation

Google est fier de travailler en partenariat avec des bibliothèques à la numérisation des ouvrages appartenant au domaine public et de les rendre ainsi accessibles à tous. Ces livres sont en effet la propriété de tous et de toutes et nous sommes tout simplement les gardiens de ce patrimoine. Il s'agit toutefois d'un projet coûteux. Par conséquent et en vue de poursuivre la diffusion de ces ressources inépuisables, nous avons pris les dispositions nécessaires afin de prévenir les éventuels abus auxquels pourraient se livrer des sites marchands tiers, notamment en instaurant des contraintes techniques relatives aux requêtes automatisées.

Nous vous demandons également de:

+ *Ne pas utiliser les fichiers à des fins commerciales* Nous avons conçu le programme Google Recherche de Livres à l'usage des particuliers. Nous vous demandons donc d'utiliser uniquement ces fichiers à des fins personnelles. Ils ne sauraient en effet être employés dans un quelconque but commercial.

+ *Ne pas procéder à des requêtes automatisées* N'envoyez aucune requête automatisée quelle qu'elle soit au système Google. Si vous effectuez des recherches concernant les logiciels de traduction, la reconnaissance optique de caractères ou tout autre domaine nécessitant de disposer d'importantes quantités de texte, n'hésitez pas à nous contacter. Nous encourageons pour la réalisation de ce type de travaux l'utilisation des ouvrages et documents appartenant au domaine public et serions heureux de vous être utile.

+ *Ne pas supprimer l'attribution* Le filigrane Google contenu dans chaque fichier est indispensable pour informer les internautes de notre projet et leur permettre d'accéder à davantage de documents par l'intermédiaire du Programme Google Recherche de Livres. Ne le supprimez en aucun cas.

+ *Rester dans la légalité* Quelle que soit l'utilisation que vous comptez faire des fichiers, n'oubliez pas qu'il est de votre responsabilité de veiller à respecter la loi. Si un ouvrage appartient au domaine public américain, n'en déduisez pas pour autant qu'il en va de même dans les autres pays. La durée légale des droits d'auteur d'un livre varie d'un pays à l'autre. Nous ne sommes donc pas en mesure de répertorier les ouvrages dont l'utilisation est autorisée et ceux dont elle ne l'est pas. Ne croyez pas que le simple fait d'afficher un livre sur Google Recherche de Livres signifie que celui-ci peut être utilisé de quelque façon que ce soit dans le monde entier. La condamnation à laquelle vous vous exposeriez en cas de violation des droits d'auteur peut être sévère.

À propos du service Google Recherche de Livres

En favorisant la recherche et l'accès à un nombre croissant de livres disponibles dans de nombreuses langues, dont le français, Google souhaite contribuer à promouvoir la diversité culturelle grâce à Google Recherche de Livres. En effet, le Programme Google Recherche de Livres permet aux internautes de découvrir le patrimoine littéraire mondial, tout en aidant les auteurs et les éditeurs à élargir leur public. Vous pouvez effectuer des recherches en ligne dans le texte intégral de cet ouvrage à l'adresse `http://books.google.com`

ENGIN. LIBRARY

Digitized by Google

Digitized by Google

Digitized by Google

Digitized by Google

Digitized by Google

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Digitized by Google

Digitized by Google

L'ONDE ÉLECTRIQUE

REVUE MENSUELLE

PUBLIÉE PAR

LA SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T. S. F.

1929

8e ANNÉE

ÉTIENNE CHIRON, ÉDITEUR
40, RUE DE SEINE
PARIS

Digitized by Google

Digitized by Google

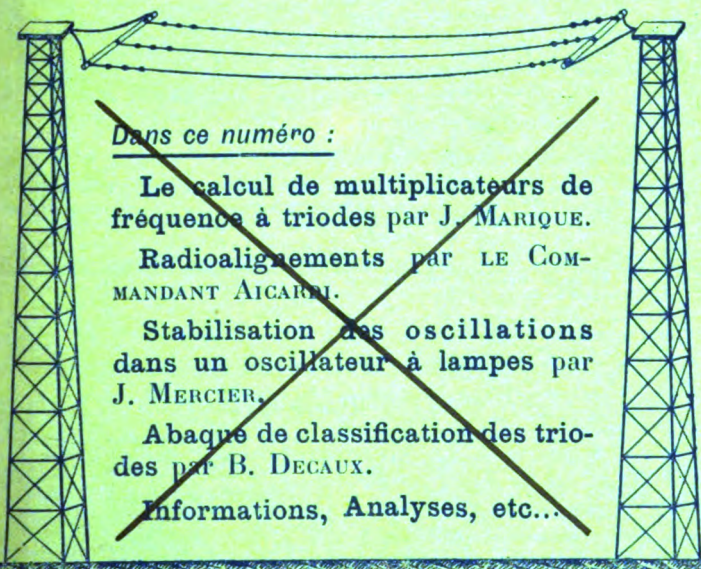
VOL. 8 [illegible] [illegible] 1929

L'ONDE ELECTRIQUE

RADIOÉLECTRICITÉ ET SES APPLICATIONS SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES

(Télégraphie, Téléphonie, Télévision, etc...)

v.8 1929



Dans ce numéro :

Le calcul de multiplicateurs de fréquence à triodes par J. MARIQUE.

Radioalignements par LE COMMANDANT AICARDI.

Stabilisation des oscillations dans un oscillateur à lampes par J. MERCIER.

Abaque de classification des triodes par B. DECAUX.

Informations, Analyses, etc...

Publié mensuellement par la SOCIÉTÉ DES AMIS DE T. S. F.
E. CHIRON, Editeur, 40, rue de Seine - PARIS (VI^e^)

Digitized by Google

INSTRUMENTS d'ASTRONOMIE

Maison P. GAUTIER

Georges PRIN

Successeur

56, Boulevard Arago, 56

PARIS (XIIIe)

Fournisseur de tous les Observatoires nationaux français et de nombreux Observatoires étrangers

R. C. Seine 98.980

ÉQUATORIAUX - TÉLESCOPES
CERCLES MÉRIDIENS
SIDÉROSTATS - CŒLOSTATS
CHRONOGRAPHES
CERCLES AZIMUTAUX - THÉODOLITES
INSTRUMENTS POUR AMATEURS

Jumelles Stéréo-Prismatiques HU

ET TOUS INSTRUMENTS D'OPTIQU

Société Générale d'

76, Boulevard de la

PARIS

MARQUE HUET PARIS

Fournisseur des Armées et Françaises et Étrang

EN VENTE CHEZ TOUS LES OPTICIENS

Exiger sur chaque jumelle **le mot " HUET "** sans **prén**

Catalogue franco sur demande mentionnant le **Bulletin de l'Astron**

Digitized by Google

TK5700
O6
v. 8
ENGIN. LIBRARY

L'ONDE ÉLECTRIQUE

NOTE SUR LE CALCUL DES ÉTAGES MULTIPLICATEURS DE FRÉQUENCE A TRIODES

par Jean MARIQUE,

Ingénieur A. I. Br et Radio E. S. E.

SOMMAIRE. — Malgré la publication de nombreux articles sur les émetteurs à quartz pour lesquels la multiplication de fréquence par triodes est la règle, il existe peu de renseignements nets sur cette question.

Nous avons pensé que, moyennant les hypothèses admises en général pour les lampes travaillant en amplificatrices (c'est-à-dire sinusoïdalité des tensions de grille et de plaque) et en se basant sur les caractéristiques statiques, il devait être possible de déterminer par le calcul, au moins l'ordre de grandeur des phénomènes mis en jeu et notamment de la puissance qu'on peut espérer tirer d'une lampe donnée utilisée en multiplicatrice de fréquence. Nous proposons une théorie simple permettant, croyons-nous, par des calculs rapides, de choisir la lampe la plus favorable, de déterminer la valeur des selfs, des condensateurs, des tensions de polarisation, c'est-à-dire tous les éléments d'un étage multiplicateur, et ce, avec une approximation peut-être meilleure que celle obtenue dans le calcul des émetteurs ordinaires.

Principe de la méthode

On applique à la grille d'un triode, une force électromotrice sinusoïdale de fréquence f et on intercale dans le circuit d'anode un circuit antirésonant accordé sur la fréquence nf.

Seule la composante à fréquence nf du courant anodique (supposé décomposé en série de Fourier) provoquera une différence de potentiel notable aux bornes du circuit puisque pour cette fréquence nf sa résistance apparente est $\frac{L}{RC}$ alors que pour les autres fréquences son impédance est très faible.

La tension anodique sera donc la somme de la tension continue V_0 et d'une différence de potentiel alternative v_n variant sensiblement sinusoïdalement à fréquence nf.

Il est facile d'en déduire la puissance moyenne de fréquence nf recueillie

$$W_n = \frac{1}{T} \int_0^T i_n \cdot v_n \cdot dt$$

D'autre part, si i est le courant instantané de plaque, la puissance

M579731 Digitized by Google

moyenne donnée à la lampe est

$$W_m = \frac{1}{T} \int_o^T i.\ V_o.\ dt$$

Malheureusement, en pratique, on ne connaît le courant instantané de plaque qu'en connaissant les tensions alternatives de grille et de plaque. Or, au moins cette dernière est inconnue parce qu'elle est directement fonction du circuit intercalé dans l'anode et du courant d'anode.

On est donc obligé de se donner à priori une valeur des tensions de grille et de plaque, d'en déduire le courant instantané de plaque : par une décomposition en série de Fourier, on détermine la composante à fréquence *nf* et on en déduit la puissance utile. — On recommence ce calcul pour d'autres valeurs de tensions de grille et de plaque.

La construction de caractéristiques dynamiques, identiquement comme pour l'émission sur fondamentale, permet d'étudier complétement les conditions de travail de l'étage (voir par exemple Groszkowski. : *Les lampes à plusieurs électrodes*, p. 215 et suivantes).

Calcul d'une lampe doubleuse de fréquence

Nous supposerons que la tension de grille est de la forme

$$u = -U_o + U_1 \sin \alpha$$

Nous remplaçons ωt par α pour la simplicité de l'écriture.

Le courant de plaque est un courant périodique, qui peut être décomposé en série de Fourier

$$i = I + I_1' \cos \alpha + I_2' \cos 2\alpha + ... + I_1'' \sin \alpha + I_2'' \sin 2\alpha + ...$$

les amplitudes I_n' et I_n'' étant déterminées par

$$I_n' = \frac{1}{\pi} \int_o^{2\pi} i.\ \cos n\alpha.\ d\alpha$$

$$I_n'' = \frac{1}{\pi} \int_o^{2\pi} i.\ \sin n\alpha.\ d\alpha$$

Si nous supposons, *à priori*, que la tension alternative de plaque est symétrique par rapport à $\alpha = \frac{\pi}{2}$ la courbe du courant de plaque est également symétrique et le terme en *cos* α disparaît. — Pour la deuxième

Digitized by Google

harmonique, au contraire, c'est le terme *sin* 2α qui disparaît, et ainsi de suite (fig. 1).

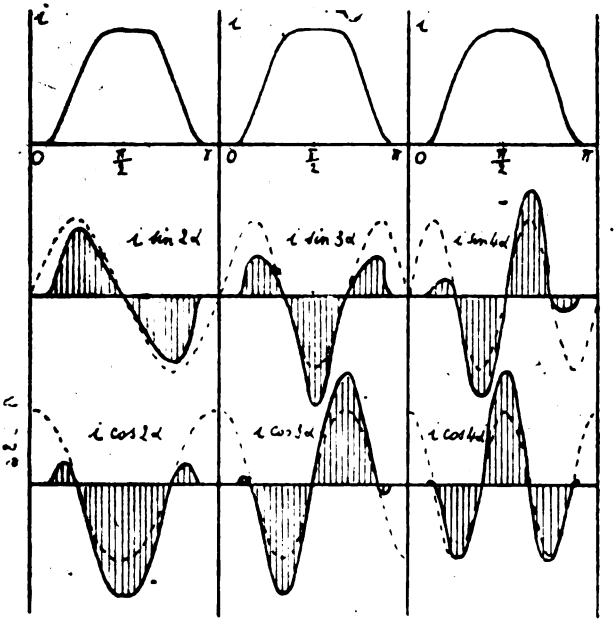


Fig. 1

On a donc

$$i = I + I_1'' \sin \alpha + I_2' \cos \alpha + \ldots$$

Il est facile de se rendre compte que le terme I_2' de cette équation est normalement négatif.

Pour expliciter le signe —, nous poserons :

$$I_2 = - I_2'$$

Intercalons dans le circuit de plaque un circuit anti-résonant accordé sur la deuxième harmonique. Son impédance apparente sera, pour cette fréquence, $\frac{L}{RC}$ équivalente à une résistance pure. L'amplitude de la différence de potentiel alternative provoquée par le passage du courant $I_2 \cos 2\alpha$ sera

$$V_2 = \frac{L}{RC} I_2$$

Digitized by Google

et comme il s'agit d'une résistance pure, elle sera en opposition avec le courant.

La différence du potentiel due aux courants en α, 3α, 4α, etc., sera très faible, et nous n'en tiendrons pas compte.

La tension instantanée de plaque sera donc de la forme

$$v = V_0 + V_2 \cos 2\alpha$$

puisque la composante à fréquence double du courant de plaque est de la forme $-I_2 \cos 2\alpha$

On en déduit une méthode graphique de calcul : on se fixe les quantités U_0, V_0, U_1, V_2 : on déduit des caractéristiques statiques de la lampe la courbe des valeurs instantanées du courant de plaque (fig. 2) ; On détermine la valeur de I'_2 en multipliant toutes les ordonnées par cos 2α, en mesurant l'aire délimitée par cette courbe et l'axe des abscisses, et en la divisant par π. Cette surface doit être négative pour que les constructions précédentes soient valables.

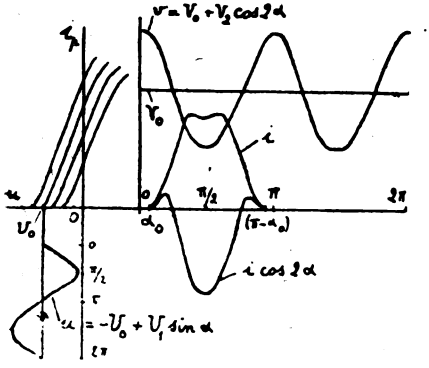


Fig. 2

La résistance apparente du circuit d'anode correspondant à ce fonctionnement est donnée par

$$r = \frac{V_2}{I_2}$$

La puissance haute fréquence sera

$$W_2 = \frac{V_2 \, I_2}{2}$$

La puissance moyenne fournie au circuit d'anode sera

$$W_m = V_0 \, I_m$$

I_m étant le courant moyen de plaque. On le calcule en mesurant la surface correspondant à la courbe des valeurs instantanées, et en la divisant par 2π.

En répétant ces constructions pour différences valeurs de U_0, U_1, V_2

Digitized by Google

on peut déterminer la tension de grille ou la résistance apparente du circuit d'anode la plus favorable tout comme pour un étage amplificateur ordinaire.

Etude algébrique du doublage de fréquence.

La méthode précédente est rigoureuse si l'on admet les hypothèses faites : elle présente l'avantage d'être applicable aux caractéristiques réelles du triode. — Mais elle est très longue et il peut être intéressant de dégrossir le problème sans devoir tracer toutes ces courbes.

C'est dans ce but que nous avons développé le calcul algébrique suivant qui, en plus des hypothèses précédentes, suppose que les caractéristiques de la lampe sont formées par un réseau de droites parallèles, dont l'équation est

$$i = \frac{v - w}{\varrho} + \frac{k}{\varrho} u$$

v est la tension de plaque

w est la tension de plaque qui correspond à la caractéristique passant par l'origine (constante)

u est la tension de grille

k est le coefficient d'amplification

ϱ est la résistance interne

Pour simplifier les notations, nous poserons

$$\sigma = \frac{1}{\varrho} \qquad s = \frac{k}{\varrho}$$

La famille de droites est alors définie par

$$i = \sigma (v - w) + su \tag{1}$$

Nous avons, d'autre part,

$$u = -V_0 + V_1 \sin \alpha \tag{2}$$

$$v = V_0 + V_2 \cos 2\alpha \tag{3}$$

En remplaçant *u* et *v* dans l'équation (1), nous aurons l'*équation du courant instantané de plaque*

$$i = \sigma(V_0 - w) - sV_0 + \sigma V_2 \cos 2\alpha + sV_1 \sin \alpha$$

que nous écrirons

$$i = \sigma V_2 [\cos 2\alpha + a \sin \alpha - b] \tag{4}$$

Digitized by Google

en posant

$$a = \frac{sV_1}{\sigma V_2} \qquad b = \frac{sU_o - \sigma(V_o - w)}{\sigma V_2}$$

La plaque commence à débiter à partir d'un angle α_o défini par

$$\cos 2\alpha_o + a \sin \alpha_o = b \qquad (5)$$

Le courant cesse de passer à partir de l'angle $(\pi - \alpha_o)$

Le *courant moyen de plaque* est évidemment donné par

$$I_m = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha_o}^{\pi - \alpha_o} i.\, d\alpha$$

à condition qu'on n'atteigne pas le courant de saturation.

On trouve facilement

$$I_m = \sigma V_2 \left[a \frac{\cos \alpha_o}{\pi} - b \frac{\pi - 2\alpha_o}{2\pi} - \frac{\sin 2\alpha_o}{2\pi} \right] \qquad (6)$$

La *puissance moyenne* absorbée par la lampe est

$$W_m = V_o\, I_m$$

L'*amplitude du courant à fréquence double* est donnée par

$$I_2' = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_o}^{\pi - \alpha_o} i.\cos 2\alpha.\, d\alpha$$

Dans les hypothèses faites, elle est négative. Si nous posons comme précédemment

$$I_2 = - I_2'$$

on trouve

$$I_2 = \sigma V_2 \left[a \left(\frac{\cos \alpha_o}{\pi} - \frac{\cos 3\alpha_o}{3\pi} \right) - b \frac{\sin 2\alpha_o}{\pi} - \left(\frac{\pi - 2\alpha_o}{2\pi} - \frac{\sin 4\alpha_o}{4\pi} \right) \right] (7)$$

La *puissance utile* recueillie dans le circuit oscillant sera

$$W_2 = \frac{V_2 \cdot I_2}{2}$$

Le *rendement* de l'étage est

$$\eta = \frac{W_2}{W_m} = \frac{V_2}{V_o} \cdot \frac{I_2}{2I_m}$$

Il est proportionnel au rapport $\frac{V_2}{V_o}$ comme pour un étage amplificateur sur fondamentale.

De l'étude précédente, on déduit que le fonctionnement d'une lampe doubleuse de fréquence est régi par les équations (5) (6) (7). Les expressions

Digitized by Google

a et *b* qui y figurent sont immédiatement déterminées par les données du problème : σ, *s*, *w*, U_0, U_1, V_0, V_2.

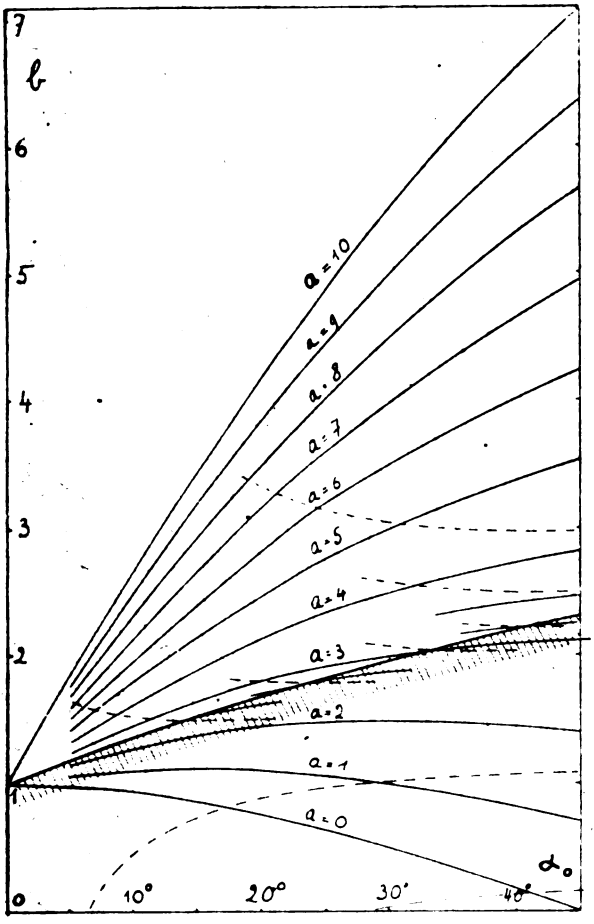


Fig. 3

On en déduit α_0 par l'équation (5). Les coefficients de *a* et *b*, dans les équations (6) et (7) sont uniquement fonctions de α_0 : on peut donc les calculer pour toutes les valeurs possibles de α_0.

Pour simplifier l'écriture, posons :

$$X_m = \frac{\cos \alpha_0}{\pi}; \qquad Y_m = \frac{\pi - 2\alpha_0}{2\pi}; \; Z_m = \frac{\sin 2\alpha_0}{2\pi}$$

$$X_2 = \frac{\cos \alpha_0}{\pi} - \frac{\cos 3\alpha_0}{3\pi}; \; Y_2 = \frac{\sin 2\alpha_0}{\pi}; \; Z_2 = \frac{\pi - 2\alpha_0}{2\pi} - \frac{\sin 4\alpha_0}{4\pi}$$

Digitized by Google

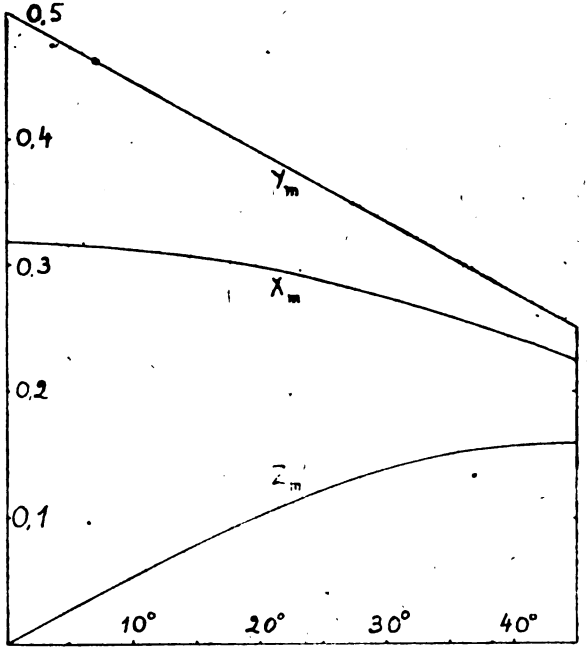


Fig. 4

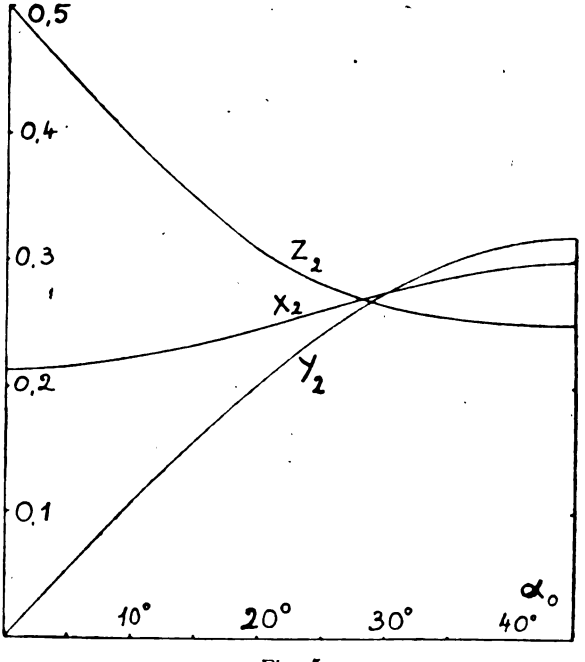


Fig. 5

Digitized by Google

Les équations (6) (7) deviennent

$$I_m = \sigma V_2 [aX_m - bY_m - Z_m] \qquad (6')$$

$$I_2 = \sigma V_2 [aX_2 - bY_2 - Z_2] \qquad (7')$$

La figure 3 permet de résoudre l'équation (5) connaissant *a* et *b*. Les figures 4 et 5 donnent, en fonction de α_0, les valeurs des coefficients X_m, Y_m, Z_m, X_2, Y_2, Z_2 figurant aux équations (6') et (7').

Condition pour que la surface soit négative.

Nous avons supposé au début que la surface définissant I'_2 était négative ; cela revient à écrire que le 2d membre de l'équation (7') est positif ($I_2 = -I'_2$).

On devra donc avoir

$$aX_2 - bY_2 - Z_2 \geqq 0$$

Ce qu'on peut écrire

$$b \leqq \frac{aX_2 - Z_2}{Y_2}$$

L'égalité définit, en prenant *a* comme paramètre, un réseau de courbes donnant *b* en fonction de α_0 (1).

L'intersection des courbes de ce réseau avec les courbes correspondantes (même *a*) du réseau défini par (5), détermine graphiquement la relation entre *a*, *b*, et α_0 qui donne une surface totale nulle.

Cette courbe est tracée à la figure 3. On ne peut utiliser la partie du graphique située en dessous de cette courbe.

Remarque. — Quelques considérations permettent de limiter les tâtonnements dans l'étude de l'étage, dans le cas de la multiplication de fréquence pour les émetteurs à quartz, on dispose généralement d'une puissance très faible, et il faut éviter que le circuit de grille soit en charge à aucun moment : on devra donc avoir $U_1 \leqq U_0$ et, dans ces conditions, il est facile de voir que c'est l'égalité $U_1 = U_0$ qui est la plus favorable au point de vue puissance recueillie.

On se rend aisément compte que, pour une amplitude de tension de plaque donnée V_2, la puissance recueillie sera d'autant plus grande que la surface négative sera plus grande, ce qu'on obtiendra d'abord, en augmen-

(1) Les courbes de ce réseau sont tracées en trait interrompu à la figure 3.

Digitized by Google

tant l'ordonnée maxima (pour $\alpha = 90^o$) ; ensuite, en diminuant le rapport de la surface positive à la surface négative, c'est-à-dire en augmentant $_o$ jusqu'au voisinage de 45°. Cette dernière valeur de α_o qui annule la surface positive ne serait manifestement la meilleure que si le courant de plaque avait une forme rectangulaire.

On peut se rendre compte enfin que, toutes choses égales d'ailleurs, il y a une valeur de V_2 qui donne la plus grande puissance utile. En effet, pour $V_2 = 0$ la composante du courant de plaque à fréquence double peut exister ; mais la puissance utile est nécessairement nulle.

Quand on augmente V_2 les valeurs de a et b diminuent, l'angle α_o diminue : il arrive un moment où la partie positive de la surface $\int i. \cos 2\alpha \, d\alpha$ devient égale à la partie négative. Donc $I'_2 = 0$: la puissance utile est encore nulle. Il y a donc une valeur optima de V_2. En faisant quelques calculs, on verrait que cette valeur est voisine de 0,5 V_o.

Le rendement sera donc toujours faible.

Signalons que, pour le doublage de fréquence, les lampes à filament thorié, à grande pente et à faible résistance interne sont particulièrement avantageuses. Dans la plupart des cas, on sera amené à dépasser notablement la tension normale de plaque cela ne présente pas d'inconvénients spéciaux si l'on a soin de polariser fortement la grille (ce qui est absolument nécessaire) et si on ne dépasse pas la dissipation anodique normale.

Influence de la limitation des caractéristiques (1).

La théorie algébrique suppose que les caractéristiques ne sont pas limitées. Il en est bien ainsi si l'amplitude de la tension de grille ne dépasse pas la tension de polarisation et si la puissance dissipée sur la plaque n'est pas trop forte. Au cas où l'on fait travailler les lampes dans les parties limites des caractéristiques, il faut absolument faire les constructions graphiques.

CALCUL D'UNE LAMPE TRIPLEUSE DE FRÉQUENCE

En reprenant les mêmes raisonnements que pour le doublage, on voit que, dans la décomposition en série de Fourier du courant de plaque,

(1) Nous utilisons à dessein cette expression au lieu de « courant de saturation ». On sait en effet que des phénomènes secondaires tels que débit de grille, émission secondaire, font que le courant maximum atteint n'est pas le courant de saturation et que ce maximum dépend notamment des tensions de grille et de plaque.

Digitized by Google

le terme en $I'_3 \cos 3\alpha$ disparaît, tandis que le terme $I''_3 \sin 3\alpha$ est conservé. (fig. 1) On a

$$I''_3 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i \sin 3\alpha \, d\alpha$$

et cette valeur est négative. Nous expliciterons encore le signe — en posant

$$I_3 = - I'_3$$

Les équations qui définissent le fonctionnement de l'étage sont

$$i = \sigma (v - w) + su \qquad (1)$$

$$u = - U_0 + U_1 \sin \alpha \qquad (8)$$

$$v = V_0 + V_3 \sin 3\alpha \qquad (9)$$

En remplaçant u et v dans l'équation (1) nous trouvons l'équation du *courant instantané de plaque.*

$$i = \sigma V_3 [\sin 3\alpha + a \sin \alpha - b] \qquad (19)$$

avec

$$a = \frac{sU_1}{\sigma V_3} \qquad b = \frac{sU_0 - \sigma(V_0 - w)}{\sigma V_3}$$

L'angle α_0 à partir duquel le courant commence à passer est défini par

$$\sin 3\alpha_0 + a \sin \alpha_0 = b \qquad (11)$$

Le *courant moyen de plaque* est donné par

$$I_m = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha_0}^{\pi - \alpha_0} i. \, d\alpha$$

On trouve

$$I_m = \sigma V_3 \left[a \frac{\cos \alpha_0}{\pi} - b \frac{\pi - 2\alpha_0}{2\pi} + \frac{\cos 3\alpha_0}{3\pi} \right] \qquad (12)$$

La *puissance moyenne* absorbée par la lampe est

$$W_m = I_m . V_0$$

L'*amplitude de la composante à fréquence triple* est donnée par

$$I''_3 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_0}^{\pi - \alpha_0} i. \sin 3\alpha . d\alpha$$

D'après les hypothèses faites elle doit être négative : en explicitant encore le signe moins on trouve

$$I_3 = \sigma V_3 \left[a \left(\frac{\sin 2\alpha_0}{2\pi} - \frac{\sin 4\alpha_0}{4\pi} \right) + b \frac{2 \cos 3\alpha_0}{3\pi} - \left(\frac{\pi - 2\alpha_0}{2\pi} + \frac{\sin 6\alpha_0}{6\pi} \right) \right] \qquad (13)$$

Digitized by Google

et la *puissance utile* est

$$W_3 = \frac{V_3 I_3}{2}$$

Le *rendement* est donné par

$$\eta = \frac{W_3}{W_m} = \frac{V_3}{V_o} \cdot \frac{I_3}{2I_m}$$

Il est proportionnel au rapport $\frac{V_3}{V_o}$

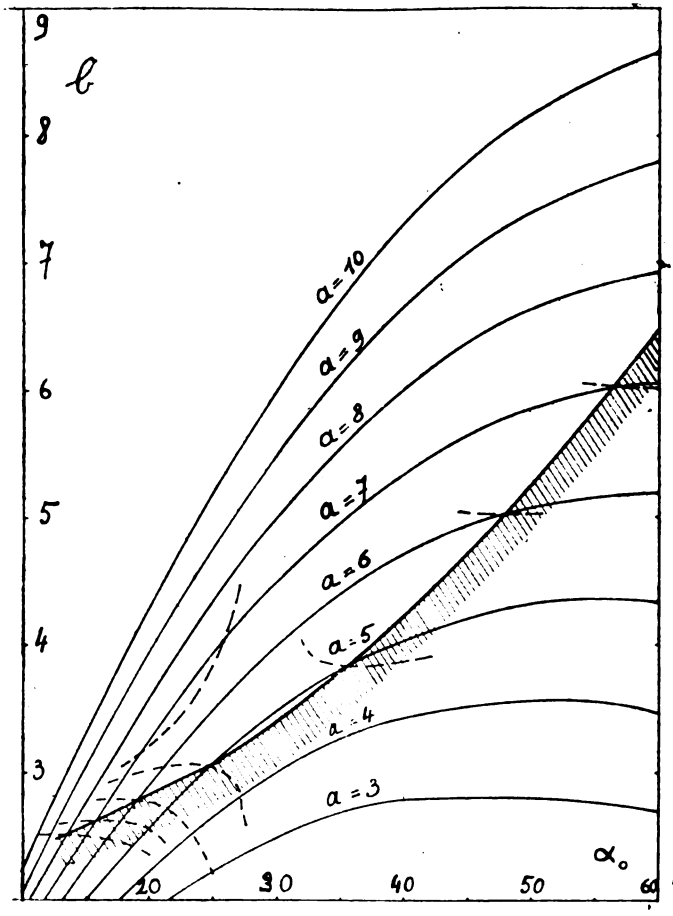


Fig. 6

Nous pourrons encore calculer, à priori, les valeurs des coefficients de a et b pour toutes les valeurs possibles de α_o.

Digitized by Google

En posant

$$X_m = \frac{\cos \alpha_o}{\pi}; \qquad Y_m = \frac{\pi - 2\alpha_o}{2\pi}; \; Z_m = \frac{\cos 3\alpha_o}{3\pi}$$

$$X_3 = \frac{\sin 2\alpha_o}{2\pi} - \frac{\sin 4\alpha_o}{4\pi}; \; Y_3 = \frac{2\cos 3\alpha_o}{3\pi}; \; Z_3 = \frac{\pi - 2\alpha_o}{2\pi} + \frac{\sin 6\alpha_o}{6\pi}$$

les équations définissant le fonctionnement d'un triode tripleuse de fréquence sont les équations (1) (8) (9) (11) et les équations

$$I_m = \sigma V_3 [aX_m - bY_m + Z_m] \qquad (12')$$

$$I_3 = \sigma V_3 [aX_3 + bY_3 - Z_3] \qquad (13')$$

Les figures 6, 7 et 8 permettent de déterminer α_o et les coefficients de *a* et *b*.

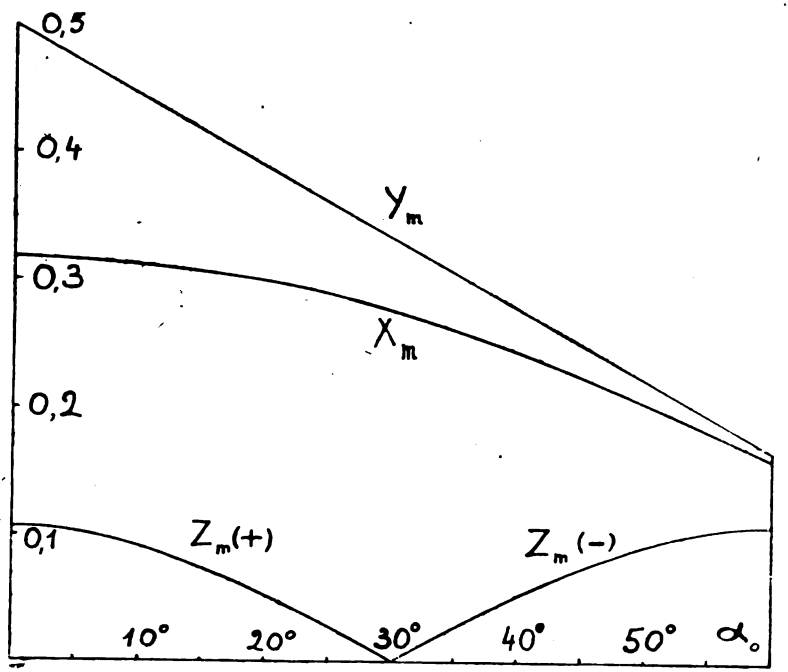


Fig. 7

Toutes ces équations supposent que la surface définissant l'amplitude de l'harmonique 3 est négative, c'est-à-dire que la condition

$$aX_3 + bY_3 - Z_3 \geqq 0$$

est réalisée. Cette condition peut s'écrire

$$b \geqq \frac{Z_3 - aX_3}{Y_3}$$

Digitized by Google

Tout comme pour le doublage, l'égalité définit un réseau de courbes donnant b en fonction de α_0 si on prend a comme paramètre.

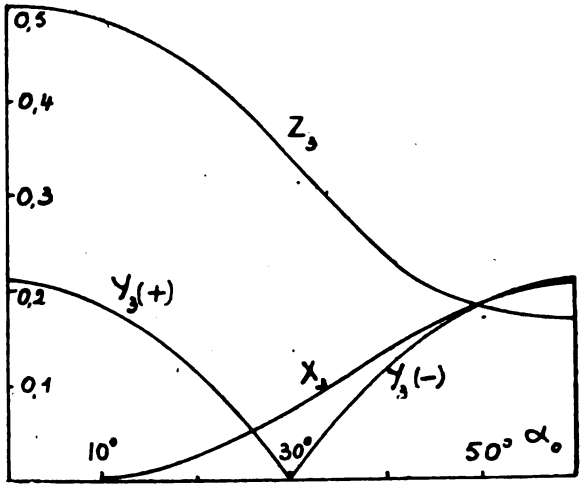


Fig. 8

L'intersection des courbes de ce réseau avec les courbes correspondantes (même a) du réseau (11) détermine graphiquement la relation entre a, b, et α_0 qui donne une surface totale nulle. On ne peut donc utiliser la partie du graphique située en dessous de cette courbe limite (fig. 6).

Calcul d'une lampe quadrupleuse de fréquence

En reprenant les mêmes raisonnements que pour le doublage et le triplage, on voit que le terme en $I''_4 \sin 4\alpha$ disparaît, tandis que le terme $I'_4 \cos 4\alpha$ est conservé (fig. 1). — On a $I'_4 = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i \cos 4\alpha . d\alpha$ mais ici la surface sera positive.

On aura donc $I_4 = I'_4$.

Les équations qui définissent le fonctionnement de l'étage sont :

$$i = \sigma(v - w) + su \qquad (1)$$

$$u = -U_0 + U_4 \sin \alpha \qquad (14)$$

$$v = V_0 - V_4 \cos 4\alpha \qquad (15)$$

En remplaçant u et v dans l'équation (1), nous trouvons l'équation du *courant instantané de plaque*.

Digitized by Google

$$i = \sigma V_4 \, a \sin \alpha - \cos 4\alpha - b] \qquad (16)$$

avec

$$a = \frac{sU_1}{\sigma V_1} \qquad b = \frac{sU_0 - \sigma(V_0 - w)}{\sigma V_4}$$

L'angle α_0 à partir duquel le courant commence à passer est défini par

$$a \sin \alpha - \cos 4\alpha = b \qquad (17)$$

Le *courant moyen de plaque* est donné par

$$I_m = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha_0}^{\pi - \alpha_0} i \, d\alpha = \sigma V_4 \left[a \frac{\cos \alpha_0}{\pi} - b \frac{\pi - 2\alpha_0}{2\pi} + \frac{\sin 4\alpha_0}{4\pi} \right]$$

et la *puissance moyenne* absorbée par la lampe est

$$W_m = V_0 \, I_m$$

L'amplitude de la composante à fréquence quadruple est donnée par

$$I_4 = I'_4 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_0}^{\pi - \alpha_0} i. \cos 4\alpha. \, d\alpha$$

$$= \sigma V_4 \left[a \left(\frac{\cos 5\alpha_0}{5\pi} - \frac{\cos 3\alpha_0}{3\pi} \right) + b \frac{\sin 4\alpha_0}{2\pi} - \left(\frac{\pi - 2\alpha_0}{2\pi} - \frac{\sin 8\alpha_0}{8\pi} \right) \right]$$

$$= \sigma V_4 \, [aX_4 + bY_4 - Z_4]$$

La *puissance utile* est

$$W_4 = \frac{V_4 \, I_4}{2}$$

et le *rendement*

$$\eta = \frac{V_4}{V_0} \frac{I_4}{2I_m}$$

est encore proportionnel au rapport $\frac{V_4}{V_0}$

On pourrait encore calculer à priori les coefficients de *a* et *b* qui ne dépendent que de α_0.

Toutes ces équations supposent que la surface définissant l'amplitude de l'harmonique 4 est positive, c'est-à-dire que la condition

$$aX_4 + bY_4 - Z_4 \geq 0$$

est réalisée.

On peut écrire

$$b \geq \frac{Z_4 - aX_4}{Y_4}$$

L'égalité définit un réseau de courbes ayant *a* comme paramètre : l'intersection des courbes de ce réseau avec les courbes correspondantes

Digitized by Google

du réseau (17), détermine la relation entre a, b et α_0 qui donne une surface totale nulle. On ne peut donc utiliser les points situés en-dessous de cette courbe limite (fig. 9).

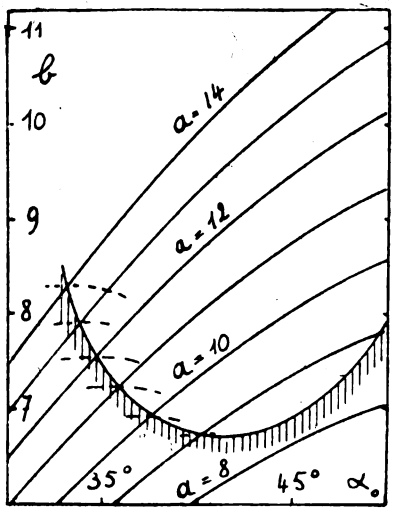


Fig. 9

Amélioration du rendement.

On peut songer à améliorer le rendement de la multiplication en superposant à la force électromotrice de fréquence fondamentale une petite force électromotrice à la fréquence de l'harmonique à obtenir.

Cette composante supplémentaire est, en fait, toujours présente dans les émetteurs à triodes : on peut toutefois en régler l'amplitude et le signe en intercalant dans le circuit d'anode de l'étage précédent un circuit oscillant accordé sur cette harmonique et couplé avec le circuit de grille de l'étage multiplicateur.

A titre d'exemple ,nous traiterons le cas du doublage. En supposant un déphasage de $\pm \frac{\pi}{2}$ la force électromotrice de grille sera de la forme

$$u = -U_0 + U_1 \sin \alpha \pm U_2 \cos 2\alpha$$

La tension de plaque sera toujours

$$v = V_0 + V_2 \cos 2\alpha$$

Le courant de plaque deviendra

$$i = \sigma(V_0 - w) - sU_0 + (\sigma V_2 \pm sU_2) \cos 2\alpha + sU_1 \sin\alpha$$

Digitized by Google

On voit que le terme $(\sigma V_2 \pm sU_2)$ remplace le terme σV_2 comme coefficient de cos 2α. Les autres termes restent les mêmes. Toutes les formules trouvées par le doublage sont valables à condition d'effectuer la substitution indiquée. On aura notamment

$$a = \frac{sU_1}{\sigma V_2 \pm sU_2} \qquad b = \frac{sU_0 - \sigma(V_0 - w)}{\sigma V_2 \pm sU_2}$$

Si l'on s'impose encore la condition que la grille ne devienne jamais positive, on aura entre U_0, V_1, U_2, la condition

$$U_0 = U_1 \mp U_2$$

Il est facile de voir qu'une force électromotrice de grille de la forme

$$u = -U_0 + U_1 \sin \alpha - U_2 \cos 2\alpha$$

avec la condition

$$U_0 = U_1 + U_2$$

améliore le rendement, toutes choses égales d'ailleurs.

Le calcul suivant fait ressortir cette conclusion.

Si on applique une f.é.m. de 300 volts max. à la grille d'une lampe E 303 B Radiotechnique (1) avec $U_0 = 300$; $V_0 = 1800$; $V_2 = 1100$; on trouve $W_2 = 13.5$ watts $W_m = 40.4$ watts ; rendement 33,5 %.

En appliquant une f é m $V_1 = 290$ volts avec une composante supplémentaire $U_2 - 10$ Volts, on trouve, avec les mêmes valeurs de U_0, V_0, V_2.

$W_2 = 13,6$ watts $W_m = 34$ watts ; rendement 40 %.

Résultats expérimentaux.

La vérification de la théorie développée plus haut exige la connaissance de trois éléments au moins dont la mesure est peu précise : la résistance du circuit oscillant, l'amplitude de la tension alternative de grille, l'amplitude de l'harmonique utile dans cette tension de grille.

Nous avons déterminé la résistance du circuit oscillant par la méthode de la résistance additionnelle à très faible puissance — on a trouvé environ 0,835 ohms sur 625 mètres (longueur d'onde fondamentale 1250 mètres).

L'amplitude de la tension alternative de grille a été admise égale à la

(1) Cette lampe a les caractéristiques suivantes :
$s = 2.52$ mA /V ; $\sigma = 0.184\ 10^{-3}$; $w = 250$

Digitized by Google

tension de polarisation quand le courant *inverse* de grille était maximum : ce courant était très faible et a été mesuré par un microampèremètre.

On a diminué autant que possible les harmoniques en couplant la self de grille de la multiplicatrice à un circuit intermédiaire accordé sur la fondamentale et constitué de deux selfs et d'un condensateur d'environ 5 millièmes en parallèle.

L'onde fondamentale était de 1250 mètres environ : on a étudié le doublage par une lampe Radiotechnique E 303 B, à la plaque de laquelle on appliquait 1800 volts.

Le circuit oscillant accordé sur 625 mètres comprenait une self fixe et un condensateur variable (capacité d'accord 1.61 $^{m\mu F}$).

La tension alternative de plaque était calculée par l'expression $\frac{1.41I}{C\omega}$

On n'a pas trouvé nécessaire de neutraliser la capacité interne de la lampe, aucun courant n'étant décelable quand la lampe était éteinte.

Les résultats des essais sont réunis au tableau I. Les dernières colonnes donnent les résultats du calcul en prenant les mêmes tensions de grille et de plaque que celles trouvées par l'expérience. Les courbes correspondant à ce tableau sont tracées à la figure 10.

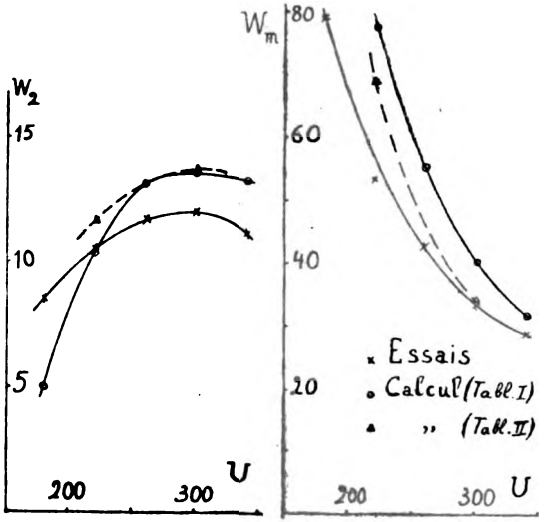


Fig. 10

L'accord est assez satisfaisant pour la puissance utile : il n'en est pas de même pour la puissance continue donnée à la lampe. — Nous avons

Digitized by Google

alors cherché par le calcul l'influence d'une composante à fréquence double agissant sur le circuit de grille : nous avons pris cette composante d'environ 1 /30e de la fondamentale.

TABLEAU I

EXPÉRIENCES					CALCUL	
V_0	$U_0 = U_1$	W_m	W_2	V_2	W_m	W_2
1800	180	79	8.6	930	—	5
	220	53.2	10.5	1030	77.6	10.3
	260	42.3	11.7	1090	55.5	13.1
	300	33.3	12	1100	40.4	13.5
	340	28.8	11.1	1060	31.9	13.3

Les résultats sont consignés au tableau II : on voit que la puissance utile ne change guère, tandis que la puissance anodique diminue sensiblement : la courbe en pointillé (figure 10) donne la puissance W_m correspondante. On se rapproche des résultats expérimentaux.

TABLEAU II

V_0	U_0	U_1	U_2	V_2	W_m	W_2
1800	300	290	10	1100	34	13.6
1800	220	212.5	7.5	1030	69	11.6

Quoiqu'il en soit, il nous semble que cette théorie peut donner des indications intéressantes dans l'étude de multiplicateurs de fréquence.

J. MARIQUE.

Digitized by Google

REPÉRAGE DE DIRECTIONS FIXES AU MOYEN D'ONDES HERTZIENNES - RADIO-ALIGNEMENTS

par le Commandant AICARDI,

Directeur technique de la Société Anonyme des Ondes dirigées.

SOMMAIRE. — Dans cet article, l'auteur donne le principe d'une méthode permettant de repérer une direction fixe à l'aide de deux émissions convenables faites sur deux antennes distantes. Cette direction caractérisée par un champ résultant nul est obtenue en émettant sur une antenne une onde entretenue constante et sur l'autre une onde de même longueur mais modulée. L'article indique comment on peut déterminer, suivant la distance des deux antennes et la longueur d'onde, le nombre et la disposition des lignes nodales du champ. Il donne aussi la précision des observations ainsi que la méthode pour obtenir un léger déplacement périodique de ces lignes et pour indiquer à l'observateur de quel côté de la ligne il se trouve. Enfin, la fin de l'article donne brièvement quelque résultats d'expériences.

Principe.

Soient deux antennes A_1 et A_2 émettant des ondes de même longueur λ et de différence de phase bien définie (en pratique deux antennes alimentées par un même oscillateur). En un point C quelconque du champ ainsi créé, les ondes émises par A_1 et par A_2 vont interférer, le champ résultant variant entre un maximum égal à la somme des deux champs composants et un minimum égal à leur différence, suivant la différence de phase des ondes au point C. Cette différence de phase θ est évidemment, égale à $\alpha + \frac{2\pi}{\lambda}[A_2C - A_1C]$, en appelant α le décalage, au départ, des ondes émises par A_2 par rapport aux ondes émises par A_1. Le champ résultant sera maximum quand θ sera un multiple de 2π et minimum quand θ sera un multiple impair de π. Les lignes ventrales et nodales du champ seront les hyperboles $A_2C - A_1C = \frac{\lambda}{2\pi}[2n\pi - \alpha]$, $A_2C - A_1C = \frac{\lambda}{2\pi}[(2n + 1)\pi - \alpha]$, hyperboles qui se confondent en pratique avec leurs asymptotes dès que C est suffisamment éloigné. L'observation des maxima et des minima du champ permet donc de définir certains axes. En pratique, cette définition n'est aisée et précise que lorsque les champs provenant de A_1 et A_2 sont égaux entre eux, et seulement pour les lignes

Digitized by Google

nodales du champ où la résultante est alors nulle (1). Or, il est difficile de réaliser l'égalité absolue de champs 1 et 2 dès que la distance A_1A_2 n'est pas très petite par rapport à la longueur d'onde. D'autre part, l'observation de la ligne nodale présente les inconvénients bien connus inhérents à la réception des champs très faibles (2).

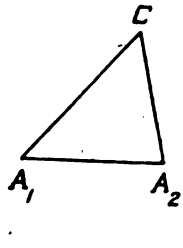


Fig. 1

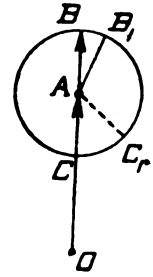


Fig. 2

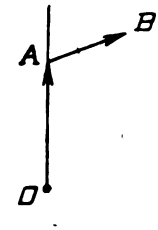


Fig. 3

Réalisation.

On peut éviter ces inconvénients en employant l'artifice suivant : au lieu de deux émissions identiques on utilise une émission A_1 non modulée et une émission A_2 modulée, à une fréquence musicale *f*, d'amplitude très inférieure à l'amplitude de A_1. Dans ces conditions, les champs produits en C par les émissions 1 et 2 seront représentés l'un par un vecteur OA d'amplitude constante, l'autre par un vecteur AB d'amplitude périodiquement variable entre les valeurs AB et zéro (dans le cas de la modulation totale, que l'on s'efforce en fait de réaliser). Le champ résultant varie donc périodiquement entre les valeurs OA et OB. Dans un récepteur ordinaire pour ondes amorties, placé en C, la variation périodique du champ entre ces deux valeurs, produit un son de fréquence *f*, *son qui s'annule*

(1) Il suffit, pour s'en rendre compte, de tracer le diagramme des champs en un point C de ces axes (fig. 2). Soit OA le champ 1 ; le champ 2 sera AB pour les lignes ventrales AC pour les lignes modales ; le champ résultant sera OB ou OC. — Une variation $d\theta$ du déphasage amenant OB en OB_1 n'entraîne qu'une variation du 2e ordre du champ résultant OB. De même pour une variation $d\theta$ amenant OC en OC_1 — *à moins que O ne coïncide avec C. c'est-à-dire que le champ résultant ne soit nul, les champs 1 et 2 étant égaux.* — Dans ce cas la variation du champ résultant est du 1er ordre, proportionnelle à $d\theta$.

(2) En particulier la réception d'ondes modulées conduit à une détection à peu près proportionnelle au carré du champ. Les variations d'intensité à la réception quand C se déplace se retrouvent ainsi proportionnelles au carré de la variation de phase... c'est-à-dire qu'elles sont du 2e ordre. La réception hétérodyne échappe à cet inconvénient, mais elle introduit des complications nouvelles.

Digitized by Google

lorsque les valeurs OA et OB sont égales, c'est-à-dire lorsque le champ 2 est décalé par rapport au champ 1 d'un angle θ tel que $\cos\theta = -\frac{AB}{2\,OA}$. Ici les lignes « nodales » correspondent, non plus comme précédemment à un champ résultant *nul*, mais à un champ résultant *invariable* et de valeur élevée. La réception se fait donc dans des conditions bien meilleures. On voit aisément que si l'on admet que la détection s'effectue suivant la loi du carré, le son obtenu au récepteur C est d'intensité proportionnelle au produit OA (OA — OB). Lorsque la différence OA — OB passe de 0 à une valeur très petite ε, l'intensité du son varie comme ε et non comme ε^2. En d'autres termes on bénéficie d'avantages analogues à ceux de la réception hétérodyne sans avoir aucun de ses invonvénients.

De plus, le rapport entre les champs 1 et 2 peut être quelconque. On peut, par suite écarter les antennes A_1 et A_2 et avoir une « base » beaucoup plus longue et une précision bien plus grande. Enfin on voit que toute variation très petite de déphasage amenant AB en AB_1 provoque une variation de OA — OB proportionnelle à cette variation.

Le raisonnement précédent suppose que la modulation de l'émission 2 n'entraîne aucune variation périodique de l'émission 1. En pratique, il est difficile d'éviter la réaction sur 1 de la modulation de 2. Mais, pourvu que cette réaction ne modifie que la grandeur et la phase de l'émission 1, sans altérer la constance de la longueur d'onde émise, cela ne change rien au fait fondamental qu'il existe, quel que soit le rapport des intensités des champs 1 et 2 une valeur du déphasage telle que le champ résultant soit de grandeur invariable — et par suite le son nul en tous les points tels que 2 soit décalé de cette valeur par rapport à 1.

A cette condition, en effet, le champ 1 peut être représenté par OA au moment où le champ 2 est nul, et par OA_2 au moment où le champ 2 est égal à A_2B. La condition de constance (en grandeur) du champ résultant s'écrit alors $OA_1 = OB$. La valeur du déphasage qui correspond à

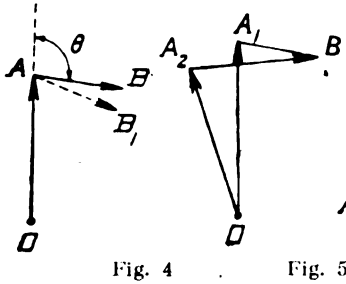


Fig. 4

Fig. 5

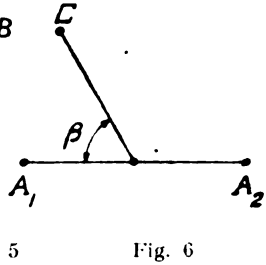


Fig. 6

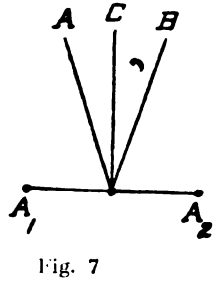


Fig. 7

Digitized by Google

cette égalité diffère de celle déterminée plus haut et n'est pas aussi facile à calculer, mais cela ne fait évidemment rien à l'affaire. En fait, la réaction de 2 sur 1 est généralement assez faible pour que les valeurs calculées dans l'hypothèse d'une réaction nulle s'écartent très peu de la réalité.

Nombre de lignes nodales du champ.

Le déphasage en un point C est, comme on l'a vu plus haut $\theta = \alpha + \frac{2\pi}{\lambda}(A_2C - A_1C)$. Dès que C est un peu éloigné, ceci peut s'écrire : (1) $\theta = \alpha + \frac{2\pi}{\lambda} A_1A_2 \cos\beta$ et on passera par une ligne nodale pour toutes les valeurs de β telles que $\cos\theta = -\frac{AB}{2\,OA}$. Si θ_1 est l'angle du 1er quadrant tel que $\cos\theta_1 = +\frac{AB}{2\,OA}$, on a : (2) θ nodal $= (2n+1)\pi \pm \theta_1$. A ces valeurs de θ correspondent les valeurs de β telles que (3) $\cos\beta = \frac{\lambda}{A_1A_2}\cdot\frac{1}{2\pi}[(2n+1)\pi \pm \theta - \alpha]$. Les valeurs possibles de $\cos\beta$ sont comprises entre -1 et 1. Or les valeurs successives obtenues par l'équation (3), pour chacun des signes de θ_1, en donnant à n des valeurs entières consécutives, diffèrent d'un intervalle constant et égal à $\frac{\lambda}{A_1A_2}$. Le nombre de valeurs possibles de $\cos\beta$ (pour chacun des signes de θ_1) est au plus égal au quotient de l'écart maximum 2 par cet intervalle augmenté de 1. Le nombre total pour les deux signes de θ_1, est donc au plus égal à deux fois le quotient *entier* $(A_1A_2)\Big/\frac{\lambda}{2}$ augmenté de 2. Ainsi si A_1A_2 est compris entre $\frac{\lambda}{2}$ et λ le quotient entier $(A_1A_2)\Big/\frac{\lambda}{2}$ est égal à 1 : le nombre total d'axes possibles est 4. Remarquons que, dans ce cas particulier, si l'on s'arrange pour que l'un des axes corresponde à $\beta = \frac{\pi}{2}$ (et l'on verra plus loin quel intérêt il y a a agir ainsi) le nombre des axes sera au plus égal à trois. En effet au signe de θ_1, qui donne $\beta = \frac{\pi}{2}$, $\cos\beta = 0$ correspond cette seule solution car les valeurs de $\cos\beta$ obtenues en modifiant de 1 la valeur de n ont une valeur absolue $\frac{\lambda}{A_1A_2}$ supérieure à 1.

Digitized by Google

Dans le cas où AB est suffisamment petit par rapport à OA pour que θ_1 soit très voisin de $\frac{\pi}{2}$ les deux autres axes correspondent à des angles β tels que $\cos\beta = \pm\frac{1}{2}\frac{\lambda}{A_1A_2}$. Pour λ très voisin de $2 \times (A_1A_2)$ ils sont très voisins de AO_1 et OA_2, pour λ très voisin de (A_1A_2) ils sont voisins des droites OA, OB inclinées de 30° sur l'axe normal OC. Si θ_1 diffère notablement de $\frac{\pi}{2}$, les axes latéraux ne sont plus symétriques par rapport à l'axe central.

En résumé : le nombre d'axes possibles dépend du rapport de la longueur d'onde à la distance A_1A_2 des 2 antennes : il est d'autant plus grand que ce rapport est plus petit. Dans la plupart des essais effectués la longueur d'onde a été prise voisine de 4/3 (A_1A_2). On avait ainsi trois axes écartés d'une quarantaine de degrés. Toutefois des essais effectués avec une longueur d'onde légèrement supérieure à 2 (A_1A_2) ont montré qu'on obtenait encore une détermination assez précise avec un axe unique.

Précision des Observations.

Nous avons vu que l'intensité du son de fréquence *f* obtenu en C est proportionnelle au produit OA (OA — OB). La variation de cette intensité pour une variation $d\theta$ du déphasage est égale à $-\mathrm{OA}\frac{d(\mathrm{OB})}{d\theta}d\theta$. Or $\mathrm{OB}^2 = \mathrm{OA}^2 + \mathrm{AB}^2 + 2\mathrm{OA}.\mathrm{AB}\cos\theta$ d'où $2\,\mathrm{OB}\frac{d(\mathrm{OB})}{d\theta} = -2\mathrm{OA}.\mathrm{AB}.\sin\theta$. Sur les lignes nodales on a $\overline{\mathrm{OB}} = \overline{\mathrm{OA}}$ d'où $\frac{d(\mathrm{OB})}{d\theta} = -\mathrm{AB}\sin\theta$. La variation de l'intensité du son pour une variation $d\theta$ du déphasage est donc égale à $\mathrm{OA}.\mathrm{AB}\sin\theta d\theta$. D'autre part l'équation (1) nous donne $d\theta = -\frac{2\pi}{\lambda}\mathrm{A_1A_2}\sin\beta d\beta$. Le son varie donc en définitive, pour un déplacement angulaire $d\beta$ du point C, de la quantité :

$$2\pi\,\mathrm{OA}.\mathrm{AB}.\sin\theta\frac{\mathrm{A_1A_2}}{\lambda}\sin\beta\,d\beta$$

La variation est d'autant plus grande : 1° que $\frac{\mathrm{A_1A_2}}{\lambda}$ est plus grand

2° que $\sin\beta$ est plus voisin de 1.

Or la précision des observations est évidemment d'autant plus grande

Digitized by Google

que la variation du son, au voisinage du minimum, est plus grande pour un déplacement angulaire donné. Ainsi la précision sera maxima pour la ligne nodale perpendiculaire à la ligne des antennes. Elle sera d'ailleurs — ceci était évident à priori — d'autant plus grande que le rapport $\frac{A_1A_2}{\lambda}$ sera plus grand, c'est-à-dire que la « base » sera plus grande par rapport à la longueur d'onde.

Déplacement périodique des lignes nodales du champ.

Il est peu pratique de suivre une direction définie par la disparition du son reçu à l'écouteur. Il est possible, grâce à une modification simple, de caractériser de façon plus commode l'axe repéré et, en outre, d'indiquer de quel côté de cet axe on se trouve, quand on s'en est écarté. L'équation (3) $\cos\beta = -\frac{\lambda}{A_1A_2} \cdot \frac{1}{2\pi} [(2n + 1)\pi \pm \theta_1 - \alpha]$ montre que si l'on fait varier α (déphasage au départ, des ondes 2 par rapport aux ondes 1), la direction des lignes nodales variera d'un angle $d\beta$ tel que $d\beta = \frac{1}{2} \frac{\lambda}{A_1A_2} \frac{d\alpha}{\sin\beta}$. En pratique, si l'amplitude des variations n'est pas trop grande, de telle sorte que sin β varie peu, — et ceci sera plus aisément réalisé pour β moyen = 90° — la variation de β est proportionnelle à la variation de α. En tout cas, on voit que l'on peut réaliser un déplacement périodique des lignes nodales suivant une loi quelconque, en réalisant une variation périodique convenable de α. Or cette variation de α est aisée à réaliser. On peut, par exemple, l'obtenir en faisant varier la longueur d'onde propre de l'antenne A_2 au moyen d'un condensateur tournant, en parallèle avec le condensateur d'antenne. La grandeur et la loi de variation dans le temps de cette capacité tournante sont à déterminer suivant la loi que l'on veut réaliser pour la variation de β et l'amplitude désirée de cette variation.

Supposons que l'on ait obtenu un déplacement alternatif à vitesse constante de la ligne nodale OX dans un secteur OX_1OX_2. En un point C voisin de OX_1, extérieurement à la zône balayée, l'intensité de la réception diminuera, sans devenir nulle, lorsque OX se rapprochera de OX_1 et augmentera quand OX se déplacera vers OX_2. Cette intensité sera représentée par la courbe A. Quand C arrive sur OX_1, l'allure de la courbe reste la même mais les minima sont nuls (courbe B).

Digitized by Google

A l'intérieur de la zône balayée, en D, l'intensité de la réception s'annule 2 fois par période à intervalles de temps inégaux (courbe C). Enfin en E sur l'axe moyen OX l'intensité passe deux fois par zéro à intervalles de temps égaux et les maxima successifs sont égaux (courbe D). Naturellement aux points D'C' symétriques de DC on retrouve des figures identiques aux courbes C et A mais décalées d'une 1 /2 période. En résumé, l'intensité de la réception, à peu près constante quand le récepteur est loin de la zône balayée, subit un affaiblissement périodique de plus en plus accusé à mesure qu'il se rapproche de cette zône. Au moment où il y pénètre il y a dédoublement du minimum, les deux minima très rapprochées d'abord s'écartant à mesure qu'il se rapproche de l'axe moyen pour deve-

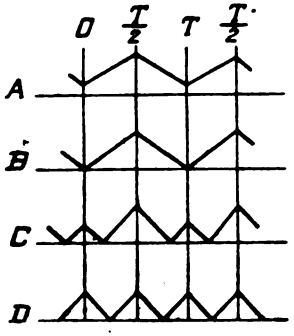


Fig. 8

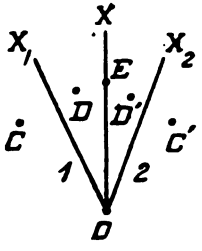


Fig. 9

nir équidistants lorsqu'il arrive sur cet axe. Cet isochronisme des minima, très aisément perceptible définit avec précision le passage der l'axe moyen. Reste à déterminer de quel côté de l'axe on se trouve. Il suffit, pour cela, de différencier les courbes ABC des courbes identiques décalées de $\frac{T}{2}$ obtenues de l'autre côté de l'axe. On peut, par exemple, réaliser une modification caractéristique de l'émission (changement de la fréquence de modulation, par exemple) pendant un temps très court *une* fois par période seulement. Imaginons que ce changement de note se produise au passage de la ligne nodale en OX lorsque cette ligne se déplace de OX_1 vers OX^2 (temps $\frac{T}{4}$, $T + \frac{T}{4}$... de la figure). On voit sur la figure que dans le secteur 1 le changement de note *suit* immédiatement le minimum (courbe A et B) ou le groupe de 2 minima (courbe C) consécutifs, tandis que dans le secteur 2, ce changement *précède* immédiatement le minimum ou le groupe de minima.

Digitized by Google

On peut évidemment envisager d'autres combinaisons fondées comme la précédente sur des variations concommitantes de la phase et des carac-

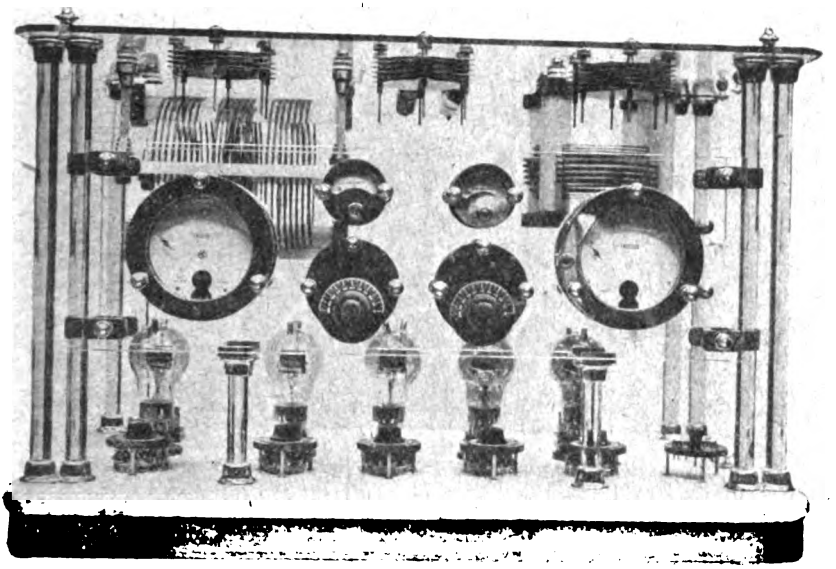


Fig. 10. — **Poste d'émission**

téristiques de l'émission. La combinaison indiquée est celle qui a paru le plus commode lors des essais.

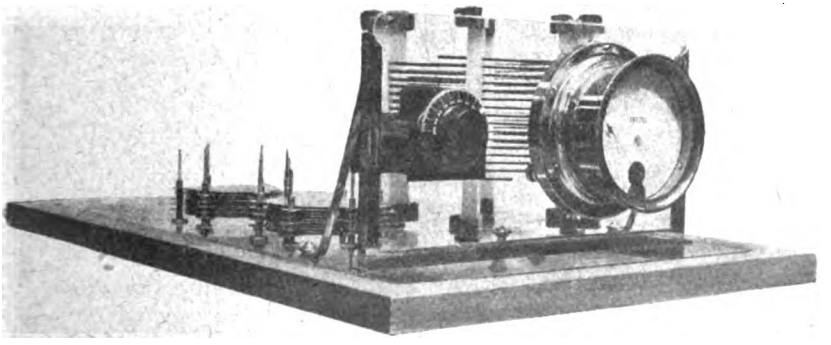


Fig. 11. — **Dispositif d'accord de l'antenne secondaire**

Le balancement périodique de l'axe nodal, outre l'avantage de définir plus commodément l'alignement repéré a le gros intérêt de permettre l'augmentation de la portée utile, puisque, grâce à lui, le récepteur, au lieu de se trouver dans une zône où l'intensité modulée est toujours quasi

Digitized by Google

nulle, se trouve périodiquement placé dans une zône où elle atteint des valeurs appréciables. Naturellement la portée utile croît avec l'ouverture du secteur balayé par l'axe nodal : par contre la précision diminue, toutes choses égales d'ailleurs, dans les mêmes conditions.

Fig. 12. — **Antenne primaire**
(Essais du Hâvre)

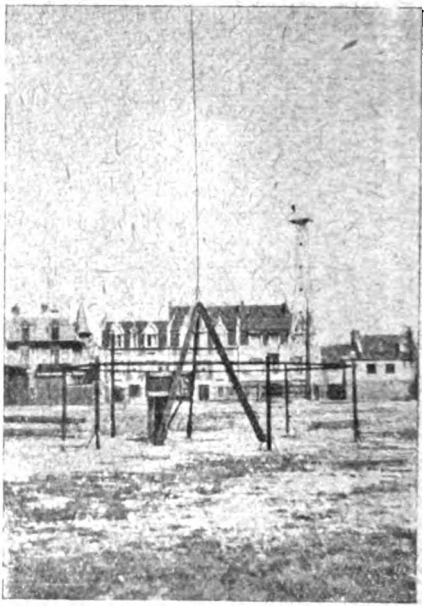


Fig. 13. — **Antenne secondaire**
(Essais du Hâvre)

Essais.

La plupart des essais ont été effectués sur une longueur d'onde d'environ 60 mètres. l'écart des antennes étant d'environ 45 mètres. Les antennes étaient de simples tubes de cuivre de 6 à 8 mètres de hauteur munies d'un contrepoids rayonnant en fils de cuivre. La modulation de l'antenne A_2 s'effectuait soit au moyen d'un modulateur à lampes soit au moyen d'un commutateur tournant. La période du balancement de l'axe nodal était voisine de 2 secondes, l'ouverture du secteur balayé variant de 5 à 10°. On utilisait à la réception une boite type E. 20 de la Télégraphie Militaire.

Avec une puissance de 250 watts (à l'alimentation en continu) on a pu obtenir à bord d'un avion des portées d'environ 60 kilomètres. La précision obtenue est de l'ordre du degré.

J. AICARDI.

Digitized by Google

LE MÉCANISME DE LA STABILISATION DES OSCILLATIONS DANS UN OSCILLATEUR A LAMPES

par **Jean MERCIER**,

Professeur à la Faculté des Sciences de Bordeaux.

SOMMAIRE. — Lorsque d'habitude on étudie les oscillations produites dans un circuit oscillant à l'aide d'une lampe à trois électrodes, on arrive à une condition dite d'entretien. En deçà de cette condition, les oscillations qui pourraient exister s'amortissent. Si au contraire, le système étant oscillatoire, la condition est satisfaite, des oscillations s'amorcent sous l'action d'une perturbation électrique quelconque. On s'en tient le plus souvent là et le cas, par exemple, qui correspond à un système apériodique est d'ordinaire complètement négligé.

Dans ce qui suit, nous nous sommes d'abord placé dans le cas d'un système oscillatoire ayant un coefficient d'amplification α très petit. Puis faisant croître ce dernier progressivement, nous avons cherché ce que devenait le régime d'oscillations et nous avons même poussé notre étude au delà du point où α, continuant à croître, le système devenait apériodique. Les résultats auxquels nous sommes arrivés sont résumés dans nos conclusions.

Dans toute cette première partie, la plus importante, nous avons raisonné sur un réseau schématique de caractéristiques et nous avons complètement négligé l'influence du courant de grille qui pouvait exister. Dans une seconde partie nous avons adapté nos conclusions aux conditions de la réalité et notamment nous avons montré comment l'existence du courant de grille pouvait modifier sur certains points une partie des résultats acquis dans la première partie.

L'entretien d'oscillations dans un circuit oscillant au moyen de la lampe à trois électrodes a déjà fait l'objet d'un grand nombre d'études. Il semble bien que le sujet soit épuisé en ce qui concerne les conditions d'amorçage des oscillations.

Mais la difficulté de l'étude des oscillations réside surtout dans la détermination de l'amplitude, amplitude limitée du fait de la courbure des caractéristiques. Blondel et Van der Pol, pour ne citer qu'eux, paraissent bien cependant avoir poussé assez avant cette question. Nous n'avons pas l'intention de reprendre en détail ici toute cette étude, mais nous voudrions seulement montrer de quelle façon les oscillations se stabilisent. Aussi ce travail sera-t-il plus qualificatif que quantitatif.

Nous commencerons par simplifier le problème et nous supposerons, comme on le fait souvent, que les caractéristiques statiques qui donnent, le courant de plaque en fonction de la tension de grille à potentiel de plaque constant, sont des droites parallèles, limitées et prolongées par l'axe

Digitized by Google

des tensions d'une part et par la droite de saturation d'autre part ; Il en sera de même des caractéristiques donnant le courant en fonction de la tension de plaque à potentiel de grille constant (fig. 1).

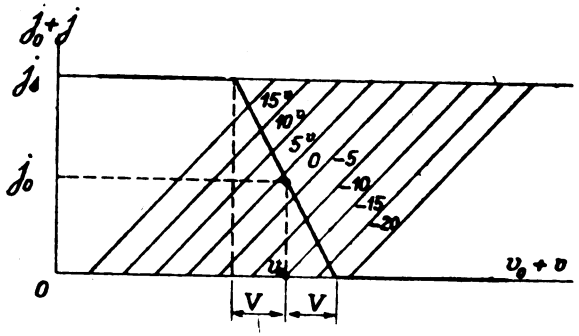


Fig. 1

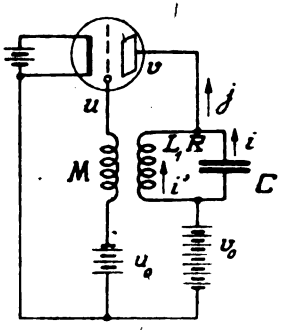


Fig. 2

Nous adopterons le dispositif classique d'entretien donné par la figure 2. Les notations seront celles de la figure . Les conditions initiales (u_0, v_0, j_0) seront telles que j_0 soit égal à la moitié du courant de saturation j_s et nous désignerons par (u, v, j), les grandeurs variables correspondantes à partir de ces valeurs initiales.

k étant le pouvoir amplificateur en volts de la lampe, ϱ la résistance intérieure de celle-ci, on peut écrire les relations bien connues :

$$1) \quad \begin{cases} v = -Ri' - L\dfrac{di'}{dt} \\ i = -C\dfrac{dv}{dt} \\ u = -M\dfrac{di'}{dt} \\ j = i + i' \\ \varrho j = v + ku \end{cases}$$

Après élimination des diverses variables sauf une, on obtient l'équation différentielle :

$$2) \quad \frac{d^2v}{dt^2} + \frac{1}{L}\left(R + \frac{L + kM}{\varrho C}\right)\frac{dv}{dt} + \frac{1}{LC}\left(1 + \frac{R}{\varrho}\right)v = 0$$

et si R est faible, ce que nous supposerons, nous pourrons écrire en outre :

$$3) \quad j = \frac{1}{\varrho}(v + ku) = \frac{v}{\varrho}\,\frac{L + kM}{L}$$

Digitized by Google

Si on construit la courbe donnant j en fonction de v d'après cette équation, on obtient ce qu'on appelle la caractéristique dynamique. Ici c'est une droite limitée et prolongée par les deux droites de courant nul et de saturation. Nous l'avons marquée en traits pleins sur la figure 1.

Le phénomène est oscillatoire ou non suivant que l'équation caractéristique n'a pas ou a des racines réelles. Supposons-le oscillatoire, v est alors de la forme $v = V e^{-\alpha t} \sin(\omega t + \varphi)$

La pulsation ω est donnée par l'expression

$$4) \qquad \omega^2 = \frac{1}{LC}\left(1 + \frac{R}{\varrho}\right) - \frac{1}{4L^2}\left(R + \frac{L + kM}{\varrho C}\right)^2$$

expression dans laquelle nous pourrons négliger R/ϱ vis-à-vis de 1.

Le coefficient d'amortissement $(-\alpha)$ est égal à :

$$5) \qquad (-\alpha) = \frac{1}{2L}\left(R + \frac{L + kM}{\varrho C}\right)^2$$

Pour qu'il y ait amorçage, α doit être positif, ce qui exige la condition connue que M soit négatif. D'après la relation (3) v et j sont en opposition de phase et la caractéristique dynamique sera, comme dans la figure (1), inclinée en sens inverse des caractéristiques statiques.

Cas où α est petit

Nous supposerons d'abord α petit, ce qu'on exprime en disant que l'on est près de la limite d'entretien.

Phase d'amorçage.

Pendant cette phase préliminaire, v sera de la forme :

$$6) \qquad v = V_0 e^{\alpha t} \sin \omega t \qquad \text{avec } \alpha > 0 ,$$

et i, le courant dans le circuit oscillant, s'écrira :

$$6) \qquad i = -C\frac{dv}{dt} = -CV_0 e^{\alpha t}[\alpha \sin \omega t + \omega \cos \omega t]$$

Remarquons que i *est proportionnel à la dérivée changée de signe de* v.

Les diverses grandeurs sont représentées par des sinusoïdes à amplitudes croissantes. A un moment donné le courant plaque atteint la valeur de saturation ($j = j_0$) ou la valeur nulle ($j = -j_0$) et la nature du phénomène change.

Première phase.

Supposons qu'à la fin de la phase précédente, le courant de plaque se

Digitized by Google

soit annulé quand v a atteint la valeur V. Une nouvelle phase commence avec, comme conditions initiales :

$$7) \quad \begin{cases} v = V \\ i = i_0 \\ j = -\dfrac{js}{2} = -j_0 \end{cases}$$

Les équations du phénomène sont modifiées et deviennent :

$$\begin{cases} v = -Ri' - L\dfrac{di'}{dt} \\ i = -C\dfrac{dv}{dt} \\ -j_0 = i + i' \end{cases}$$

D'où, en éliminant i et i', l'on tire

$$8) \quad \frac{d^2v}{dt^2} + \frac{R}{L}\frac{dv}{dt} + \frac{v}{LC} = \frac{Rj_s}{2} = Rj_0$$

La pulsation et l'amortissement seront ceux du circuit isolé, à savoir

$$9) \quad \begin{cases} \omega_0^2 = \dfrac{1}{LC} - \dfrac{R^2}{4L^2} \\ \alpha_0 = -\dfrac{R}{2L} \end{cases}$$

v et i seront de la forme :

$$(10) \quad \begin{cases} v = V_1 e^{-\alpha_0 t}\cos\omega_0 t + Rj_0 \\ i = -CV_1 e^{-\alpha_0 t} - \alpha_0\cos\omega_0 t - \omega_0 \sin\omega_0 t \end{cases}$$

en prenant dans cette phase l'origine des temps au moment où v est voisin de son maximum.

Les courbes représentatives de v et de i sont des arcs de sinusoïdes amorties. Pour ($t = -t'_1$) v part de V; il atteint son maximum pour $i = 0$ puis décroît ensuite jusqu'à cette même valeur de V qu'il atteint au temps ($t = t_1$) alors que le courant est devenu i_1. La durée de la phase a duré un temps égal à ($t'_1 + t_1$). On a les relations suivantes qui déterminent V_1 et t'_1.

$$(11) \quad \begin{cases} V = V_1 e^{\alpha_0 t'_1}\cos\omega_0 t'_1 + Rj_0 \\ i_0 = CV_1 e^{\alpha_0 t'_1}\alpha_0\cos\omega_0 t'_1 - \omega_0 \sin\omega_0 t'_1 \end{cases}$$

tandis que t_1 et i_1 se déterminent par les relations

$$(12) \quad \begin{cases} V = V_1 e^{-\alpha_0 t_1}\cos\omega_0 t_1 + Rj_0 \\ i_1 = CV_1 e^{-\alpha_0 t_1}\alpha_0\cos\omega_0 t_1 + \omega_0 \sin\omega_0 t_1 \end{cases}$$

Digitized by Google

V est égal à $-\varrho j_0 \frac{L}{L + kM}$; il est donc grand par rapport à Rj_0.

et nous pourrons négliger ce dernier terme dans les expressions précédentes.

La courbe représentative de v va du point C_0 au point C_1 de la fig. 3. La pente initiale en C_0, qui est de signe contraire à la pente en C_1 est donc plus grande qu'elle en valeur absolue et d'autant plus que les deux pentes sont elles-mêmes plus grandes, c'est-à-dire que V_1 est plus grand. Dans le cas actuel, leur rapport est encore assez voisin de 1, la pente initiale étant évidemment petite, puisqu'à la demi-oscillation précédente, on était encore dans la phase d'amorçage, en deçà des conditions de saturation. La durée de la phase et l'amplitude sont elles-mêmes d'autant plus grandes que la pente initiale est plus grande ou encore que i_0, le courant à l'origine, est plus grand.

Deuxième phase.

Dans cette nouvelle phase, les équations redeviennent ce qu'elles étaient au début et on peut écrire comme en (6)

$$(13)\quad \begin{cases} v = V_2 e^{\alpha t} \sin \omega t \\ i = -CV_2 e^{\alpha t} [\alpha \sin \omega t + \omega \cos \omega t] \end{cases}$$

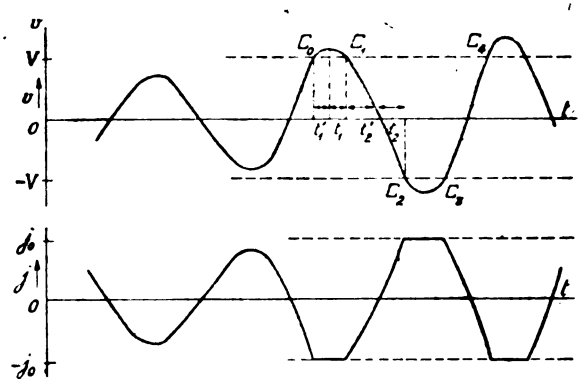


Fig. 3

en prenant pour origine des temps l'instant où $v = 0$. Le début de la phase a lieu pour $(t = -t'_2)$. On détermine t'_2 et V_2 par les relations :

$$(14)\quad \begin{cases} V = -V_2 e^{-\alpha t'_2} \sin \omega t'_2 \\ i = CV_2 e^{-\alpha t'_2} [\alpha \sin \omega t'_2 \omega \cos \omega t'_2] \end{cases}$$

Pendant cette phase, le courant de plaque passe de $(j = -j_0)$ à

Digitized by Google

($j = + j_0$) pendant que la tension v passe de ($+ V$) à ($- V$). La fin de la phase aura lieu pour ($t = t_2$). Nous désignerons par i_2 le courant à ce moment-là. Nous aurons pour déterminer t_2 et i_2 les relations :

$$(15) \begin{cases} - V = V_2 e^{\alpha t_2} \sin \omega t_2 \\ i_2 = - CV_2 e^{\alpha t_2} [\alpha \sin \omega t_2 + \omega \cos \omega t_2] \end{cases}$$

Et la phase aura duré un temps égal à ($t_2 + t'_2$). Contrairement à ce qui s'est passé dans la phase précédente, la pente finale est de même signe que la pente initiale et lui est supérieure, car toutes deux correspondent à des ordonnées ($\pm V$) égales et de signes contraires sur une sinusoïde amplifiée. Le rapport des deux pentes diffère d'autant plus de 1 que les pentes sont plus faibles. Or ici la pente initiale est faible, comme nous l'avons vu ; l'augmentation sera donc forte.

i_2 sera donc en valeur absolue plus grand que i_1 qui lui-même était plus petit que i_0. Mais l'augmentation actuelle l'emportera sur la diminution et i_2 sera plus grand que i_0. Autrement dit, la pente en C_2 sera plus forte que la pente en C_0.

Troisième et quatrième phases.

Ces phases, aux signes près, seront la répétition des deux premières mais on débutera au point C_2 avec une pente plus forte qu'en C_0, c'est-à-dire avec un courant plus intense. A la fin de la troisième phase, en C_3, le courant i_3 sera plus petit que i_2 et la pente aura davantage diminué que dans la première phase, et l'on aura :

$$\left|\frac{i_3}{i_2}\right| < \left|\frac{i_1}{i_0}\right| \text{ ce que l'on peut écrire : } \left|\frac{i_2}{i_0}\right| > \left|\frac{i_3}{i_1}\right|$$

Dans la quatrième phase au contraire, la pente augmentera et le courant final i_4 sera plus grand en valeur absolue que i_3 mais puisque i_3 est plus grand que i_1 on aura, d'après ce qui a été dit précédemment,

$$\left|\frac{i_2}{i_1}\right| > \left|\frac{i_4}{i_3}\right| \text{ ce que l'on peut écrire : } \left|\frac{i_3}{i_1}\right| > \left|\frac{i_4}{i_2}\right|$$

En comparant les inégalités précédentes, on voit que l'on a

$$\left|\frac{i_4}{i_2}\right| < \left|\frac{i_2}{i_0}\right|$$

L'augmentation a été moins grande que pour les deux premières phases.

Digitized by Google

Stabilisation du phénomène.

Le phénomène ira ainsi en se poursuivant et l'augmentation sera de plus en plus faible jusqu'à devenir nulle. A ce moment-là, il y aura stabilisation. Ceci se produira quand les pentes aux points C_n et C_{n+2} ou les courants i_n et i_{n+2} seront égaux et de signes contraires. L'amplitude de son côté aura cessé de croître.

Les cournes représentant alors v et i en fonction du temps se composeront d'une succession d'arcs de sinusoïdes alternativement amorties et amplifiées. Les amplitudes seront d'autant plus grandes que α sera plus grand.

Au point de vue mathématique, le problème est bien déterminé et étant données les constantes des circuits : (α, ω, α_0, ω_0) on peut théoriquement déterminer la période et l'amplitude. Malheureusement les calculs sont inextricables. L'ensemble des équations 11, 12, 14 et 15, correspondra à l'état de régime en supposant que l'indice 1 s'applique aux phases impaires et l'indice 2 aux phases paires. Il suffit d'écrire que le courant final i_2 est égal au courant initial i_0. On a alors un système de 8 équations permettant de déterminer les 8 inconnues : V_1, V_2, i_1, i_0, t'_1, t_1, t'_2 et t_2.

V_1 sera très voisin de la valeur maxima atteinte par v ; ce sera donc l'amplitude des variations de v. De même, si α est faible, l'amplitude du courant i sera voisine de $CV_2\,\omega$.

Valeur de la période.

La période du phénomène est égale à $2\,(t'_1 + t_1 + t_2 + t'_2)$.

Dans le cas où nous venons de nous placer, c'est-à-dire lorsque α est faible, toutes les pentes, aux moments des changements de phases, sont faibles. Les phases impaires auront une durée petite vis-à-vis des phases paires. Les valeurs de ω et de ω_0 sont voisines puisque α et α_0 sont faibles tous deux et l'ensemble du phénomène aura une période sensiblement égale à la période propre du circuit oscillant. La courbe donnant v se rapproche beaucoup d'une sinusoïde parfaite, d'amplitude très peu supérieure à V. A la limite, lorsque α est très petit, et pour ainsi dire nul, on peut dire que le phénomène est sinusoïdal, d'amplitude V et de pulsation ω égale à $1/\sqrt{LC}$ (1) et plus grande par conséquent que ω_0 ;

(1) En négligeant $\frac{R}{\varrho}$ vis-à-vis de 1.

Digitized by Google

la période T sera alors plus petite que la période propre T_0 du circuit oscillant.

Lorsque α croît à partir de zéro, ω diminue et la période T du phénomène croît. Mais *la période reste toujours plus petite que* T_0 car la durée des phases paires reste plus courte qu'elle ne serait si à ce moment le phénomène était amorti au lieu d'être amplifié, *et cela quelle que soit la valeur de* α.

(à suivre).

J. MERCIER.

Digitized by Google

UN ABAQUE DE CLASSIFICATION POUR LES TRIODES DE RÉCEPTION APPLICATION A LEUR CHOIX RATIONNEL

par B. DECAUX,

Ancien Elève de l'Ecole Polytechnique,
Ingénieur au Laboratoire National de Radioélectricité.

SOMMAIRE. — Pour classer méthodiquement les triodes, il est commode de les pointer sur un abaque à coordonnées logarithmiques en K et ϱ. Les directives du choix logique des lampessont rappelées.

Pendant longtemps les triodes de réception étaient d'un type uniforme dérivé de la lampe « TM ». L'apparition des filaments thoriés, et surtout celle des filaments à oxydes, ont permis de varier les caractéristiques des tubes et de les adapter aux différents usages. C'est ainsi que chaque constructeur présente au moins une dizaine de types différents ; entre ces modèles si divers l'usager a beaucoup de peine à se reconnaître. Il nous a paru intéressant d'indiquer une méthode simple de classification des lampes d'après leurs constantes et comment on peut l'appliquer à leur choix rationnel.

Nous représenterons, sur un système de coordonnées rectangulaires, chaque triode par un point dont l'abcisse est le logarithme du coefficient d'amplification K et l'ordonnée le logarithme de la résistance interne ϱ. Les coordonnées logarithmiques permettent de répartir plus également les points représentatifs, les types à faible résistance interne étant plus différents entre eux que les autres. D'autre part les courbes d'égale pente ($S = \frac{K}{\varrho} = \text{const.}$) sont des droites parallèles à la première bissectrice; de même les courbes $K\varrho = \text{const.}$ (dont nous verrons tout à l'heure l'utilité) sont des droites parallèles à la deuxième bissectrice (1). On a donc, en chaque point représentant une lampe, les valeurs de K, ϱ, S, et Kϱ.

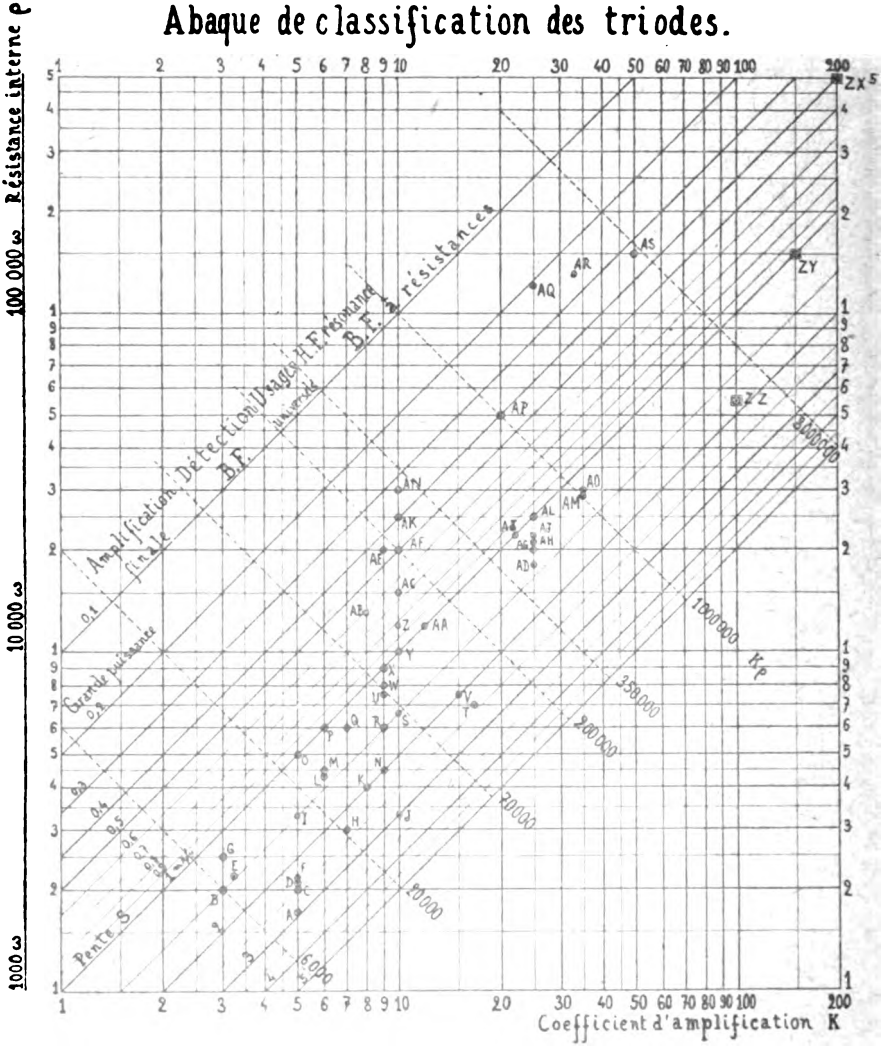
Les valeurs de Kϱ permettent de classer les usages des triodes grâce au tableau (entièrement empirique) suivant :

(1) $\begin{cases} x = \log K \\ y = \log \varrho \end{cases}$ $\begin{cases} x + y = \log K\varrho = \text{const.} \\ x - y = \log \frac{K}{\varrho} = \text{const.} \end{cases}$

Digitized by Google

Valeurs de Kϱ	Usages
6.000 à 20.000	Amplification finale de grande puissance.
20.000 à 70.000	Amplification finale.
70.000 à 200.000	Détection ; amplification intermédiaire en B. F.
200.000 à 350.000	Usages universels.
350.000 à 1.000.000	Amplification H. F. à résonance ou B. F. à résistances.
1.000.000 à 8.000.000	Amplification B. F. à résistances.

Cette classification est évidemment approximative, les « frontières » étant assez floues. Malgré son arbitraire, elle rend bien mieux compte de



Digitized by Google

l'adaptation d'une lampe à son usage normal que la classification par K ou ϱ séparément.

Les récents tétrodes ou pentodes utilisés comme triodes (c'est-à-dire avec une seule grille de commande) ne rentrent naturellement pas dans ce tableau. Nous les avons fait figurer néanmoins sur l'abaque. On pourra par ailleurs remarquer la diminution de la moyenne des pentes des triodes lorsque K augmente.

Pour ne pas surcharger l'abaque, chaque type de lampe n'est marqué que par une ou deux lettres qui correspondent au tableau suivant, contenant les principaux triodes vendus en France :

A	P 414 (5)	P	BF 2 (1)	AE	A 109 (5)		
B	B 403 (3)	Q	BF 1 (1)	AF	A 410 (5), R 36 (4), R 656 (4), G 405 (5)		
C	DX 502 (2)	R	R 56 (4), R 656 (4)				
D	CL 755 (2), B 405 (3)	S	G 407 (5)	AG	A 425 (5)		
E	P 415 (5)	T	G 409 (5)	AH	C 25 (1)		
F	R 77 (4)	U	C 9 (1), A 409 (5)	AI	DZ 2222 (2)		
G	R 64 (4)	V	DZ 1508 (2), A 415 (3), R 76 (4)	AJ	R 78 (4)		
H	CL 1257 (2)			AK	Fotos réseau (1)		Tétrodes
I	P 410 (5)	W	DZ 908 (2)	AL	R 662 (4)	—	
J	L 414 (5)	X	R 75 (4)	AM	DZ 3529 (2)	ZX	Micrométal à grille écran (1)
K	DX 804 (2)	Y	BW 1010 (2)	AN	TM (1) (2), Radiofotos Universel (1)		
L	B 406 (3)	Z	Fotos détectrice (1)			ZY	A 442 (5)
M	DY 604 (2)	AA	R 655 (4)	AO	A 435 (5)	—	
N	D 9 (1), B 409 (3)	AB	DZ 813 (2)	AP	Radiofotos MF (1)		Pentodes
O	B 105 (3)	AC	R 42 (4)	AQ	Radiofotos HF (1)	—	
		AD	R 406 (5)	AR	R 306 (6)		
				AS	R 65 (4)	ZZ	B 443 (5), R 79 (4)

On remarquera dans cette énumération combien est compliquée la nomenclature des tubes. La plupart du temps la désignation d'une lampe n'a pas de rapport avec ses constantes. Le système de nomenclature de Philips-Radio donnant V_f et K, et surtout celui de Métal-Radio indiquant V_f, I_f, K et ϱ sont fort intéressants. Pour notre part nous utilisons un marquage de la forme $K/\!/\frac{\varrho}{1000}$ (le nombre de barres indiquant le nombre de grilles) qui, peint sur l'ampoule, permet de trouver immédiatement dans une boîte le tube dont on a besoin (l'indication du chauffage est superflue en

(1) Fotos. (2) Métal-Radio. (3) Philips-Radio.
(4) Radiotechnique. (5) Tungsram. (6) Vatéa.

Digitized by Google

général). Il serait en tout cas utile qu'une normalisation de la nomenclature simplifie la question.

Rappelons maintenant brièvement comment sont spécialisés les triodes. Nous reviendrons ultérieurement d'ailleurs plus longuement sur ce sujet. Commençons par les tubes. . . qui ne sont pas spécialisés ; les triodes universels dérivés du prototype TM ont une résistance interne de 20.000 à 30.000ω, K étant de l'ordre de 10. Ces types sont destinés à disparaître.

Les lampes de grande puissance sont caractérisées par une faible résistance interne (1700 à 3300ω), K variant de 3 à 5 ; ce que nous appellerons la « résistance apparente statique » $\left(\frac{V_p}{I_p}\right)$ au point normal de fonctionnement variant en général comme la résistance interne, on a ainsi le grand courant de plaque nécessaire.

Les amplifications finales ont un courant de plaque plus faible, K et ϱ sont donc plus grands (5 à 10, 3000 à 7000).

Pour la détection et l'amplification intermédiaire en basse-fréquence il y a avantage à employer une résistance interne comprise entre 7000 et 15000ω améliorant nettement la courbe des transformateurs. Le coefficient d'amplification est pris aussi grand que possible (8 à 16) pour augmenter la pente.

Pour l'amplification à résonance en haute-fréquence la résistance interne doit être grande pour s'adapter à la grande impédance des circuits. Comme toujours on cherche à augmenter K. On est vite limité par la tendance aux accrochages.

L'amplification à résistances en basse-fréquence emploie les mêmes lampes ou des lampes dont la résistance interne est beaucoup plus grande (ces dernières tendent à disparaître).

Les tétrodes et pentodes ont des caractéristiques très différentes. Leur résistance interne a pu être très augmentée, la deuxième grille permettant de garder une grande pente. D'autre part cette grille forme écran et diminue les chances d'accrochages. Dans les pentodes la troisième grille (réunie au filament) empêche les émissions secondaires dans les grandes variations de tension de plaque (lampes de puissance) et supprime le crochet des tétrodes. On a ainsi un tube dont le débit est condisérable (résistance apparente statique faible) bien que la résistance interne reste toujours grande vis-à-vis de l'impédance du haut-parleur, qui fonctionne alors sensiblement à courant constant en fonction de la fréquence.

B. DECAUX.

Digitized by Google

Société des Amis de la T. S. F.

ASSEMBLÉE ORDINAIRE DU 19 FÉVRIER 1929

Dans cette réunion a eu lieu le vote relatif au projet de fusion de la SOCIÉTÉ FRANÇAISE D'ÉTUDES DE TÉLÉGRAPHIE ET DE TÉLÉPHONIE SANS FIL avec la SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T. S. F. Les sociétaires devaient se prononcer par oui ou par non sur cette fusion. Les résultats du vote ont été les suivants :

Nombre de votants.	123
Ont voté oui	117
Ont voté non.	5
Bulletin douteux	1

Liste des nouveaux Sociétaires

MM Fraisse (Georges), industriel, 1, rue de l'Yvette, Paris XVI^e^.
Martin (Georges), T. S. F., 44, rue de Sèze, Lyon (Rhône).
Etablissements Grammont (Lampe Fotos), 160, route d'Heyrieu, Lyon.
Duprez (André), ancien élève de l'École Polytechnique, ingénieur des P. T. T., 99 *bis*, Bd Brune, Paris XIV^e^.
da Rocha Pombo (Pio), officier de marine, Cercle Naval, Rio-de-Janeiro, Brésil.
Lacour (André), ingénieur E. S. M. E., étudiant à la Faculté des Sciences, 76, rue Voltaire, Suresnes (Seine),
Chevallier (André), ingénieur E. S. E., 10, rue du Caire, Paris (2^e^).
Busignies (H.), 3, Sente des Pommiers rouges, Saint-Cloud (S.-et-O.).
Martin (Georges).
Boulonvard (Jean), ingénieur électricien, 42^e^ Génie, Ateliers du P. T. A, de Kreuznach, S. P. 34, A. F. R.
Martin (Paul), ingénieur E. S. E., Grand Pré, Thoiry (Ain).
Minguet (M.), industriel, 101, rue Perronnet, Neuilly-sur-Seine.
Grossmann, Ingénieur des P. T. T., Direction régionale de Strasbourg.
Tykocinski-Tykociner (Joseph), Professeur Electr. Eng., Lab. University or Illinois, Urbana, Illinois (U. S. A.).
Mercier (Pierre), ingénieur des Mines, 159, Bd Bineau, Neuilly-sur-Seine.
Schaar (Maurice), ingénieur, Abbaye de Solignac, (Haute-Vienne).
Acker (Edouard), remisier, 9, rue Messimy, Colmar.
Fournier (Fernand), ingénieur E. C. M. R., 8, rue Désiré Ruggieri, Paris.
Bain (Paul), Officier. E. C. M. R., 51 *bis*, Bd Latour-Maubourg, Paris.
Balp (André), Ingénieur E. B. P., 66, avenue de Versailles, Paris.
Van den Hove (Georges), Ingénieur E. B. P., 31, rue de Trévise, Paris.
Kleiber (Emile), Employé aux Archives départementales, 36, rue St-Guidon, Colmar (Haut-Rhin).
Société indépendante de Télégraphie Sans Fil, 76, route de Chatillon, Malakoff (Seine).
Société indépendante de Constructions Radioélectriques pour amateurs, 78-80, route de Chatillon, Malakoff (Seine).
Gouppez, 23, rue Elise, Bruxelles-Ixelles, Belgique.
Godfrin (Pierre), s.-lieutenant d'Artillerie, ancien élève de l'École Polytechnique (P. 26). Quartier Henry IV, Fontainebleau, (Seine-et-Marne).

Digitized by Google

ONDE ÉLECTRIQUE

SOMMAIRE

La qualité de la reproduction radiophonique par P. DAVID 41
Le mécanisme de la stabilisation des oscillations dans un oscillateur à lampes *(suite et fin)* par J. MERCIER..... 60
Deux exemples de montage qui font intervenir la variation des caractéristiques d'un appareil récepteur ou de mesure *(suite et fin)* par L. CAGNIARD..... 68
A propos de la communication de M. F. Bedeau sur les différentes méthodes de détermination de la condition d'entretien des oscillations dans les émetteurs à lampes par M. LATOUR.. 77
L'éclipse de soleil du 9 mai 1929..... 80
L'absorption des ondes électromagnétiques au-dessus des forêts par A. NODON..... 85
Analyses..... 9A-16A
Société des Amis de la T. S. F..... I-II

Liste des nouveaux Sociétaires *(suite)*

MM. DUSART (François), électricien, 44, rue du Progrès à Cuadry (Nord).
KRULISZ (Casimir), Commandant des troupes de transmissions à Varsovie, Lotuisko, Bud. 30.
VIOLETTE (Jean), Enseigne de Vaisseau, Ministère de la Marine, 2, rue Royale, Paris.
WOLF, Capitaine, 11 *bis*, allée des Arts à Montpellier (Hérault).
DIDIEE (Jean), Docteur, professeur agrégé au Val-de-Grâce, 24, rue Berthollet, Paris 5e.
BARRONNET (J.), Ingénieur I. E. N., licencié ès-sciences, 2, rue Lafayette, Nancy Meurthe-et-Moselle).
DELAITRE (Jacques), Fabricant d'appareils de T. S. F., 61, quai Valmy, Paris, 10e.
BARTHOU (Philippe), Ingénieur à Fundicion Yungay à Lanco (Chili).
SOCIÉTÉ INDÉPENDANTE DES LAMPES AUDION (S. I. L. A.), 168, route de Montrouge, Malakoff (Seine).
DOMPMARTIN (Georges), poste de T. S. F. à ondes courtes des P. T. T., à Djibouti (Côte des Somalis).
PLAZENET (Pierre), étudiant, 2, rue Despatys, Melun (S. et M.).
RAOULT (F.), boîte postale 159, Rennes (I. et V.).
AUBERT (R.), ingénieur E. S. E., 122, rue Président-Wilson, Levallois (Seine).
TAIBRAZ (Henri), étudiant, 49, avenue du Maine, Paris XIVe.
BIANCARD (Jean), ingénieur Sté Industrielle des Procédés Loth à Vaux-sur-Seine (Seine-et-Oise).
HENDERSON (John), étudiant, Phys. Research Lab., King's College University of London, Strand W. C. 2. London.
ROCARD (Yves), chef du Service des recherches à la Sté Radiotechnique, 84, rue Claude-Bernard, Paris Ve.
D'AILLY (Gustave), docteur ès-sciences, 28, rue Steffen, Asnières (Seine).
LEFEBVRE (Henri), étudiant, villa St-Joseph, avenue Gaston-Phoebus, Pau (Basses-Pyrénées).

Digitized by Google

CONFÉRENCES DE DOCUMENTATION

LA QUALITÉ DE LA RÉCEPTION RADIOPHONIQUE [1]

par P. DAVID,

Docteur-ès-Sciences,

Ingénieur au Laboratoire National de Radioélectricité.

SOMMAIRE. — Parmi les qualités d'un poste récepteur radiophonique, la sensibilité, la sélectivité, peuvent s'évaluer par le nombre et la distance des émissions reçues. Mais la fidélité de reproduction, la " qualité " propement dite, est bien plus difficile à apprécier, car elle ne se traduit que par une impression subjective ; c'est probablement la raison pour laquelle elle fait si peu de progrès.

L'auteur cherche d'abord à la définir et il en évalue les limites pratiques.

Il classe ensuite les causes de déformation possibles : reproduction infidèle des fréquences ; reproduction infidèle des amplitudes ; superposition de vibrations parasites.

Il examine comment se produisent ces diverses distorsions, depuis le poste émetteur jusqu'à l'oreille de l'auditeur ; il rappelle, en particulier, les effets nuisibles (et souvent oubliés) d'un excès de sélectivité, le danger de la réaction, les précautions à prendre lors de la détection et de l'amplification basse fréquence ; il montre rapidement les récents progrès des haut-parleurs.

Ayant précisé dans la mesure du possible les ordres de grandeur des déformations successives, et rappelé les mesures faites à l'étranger, l'auteur conclut que l'amélioration de la " qualité " exige, avec des soins particuliers de construction, une réduction dans les prétentions actuelles sur la sensibilité et la sélectivité des appareils.

I. — Introduction

Bien que rebattu, ce sujet peut toujours donner lieu à des études profitables, car il est assez vaste pour être pratiquement inépuisable.

Il touche, en effet :

à tous les problèmes de la *radiotechnique* : modulation, propagation, collecteurs d'ondes, amplification, détection, sélection ...

à la *mécanique*, en ce qui concerne notamment le moteur du haut-parleur ;

(1) Conférence de documentation faite à la S. A. T. S. F., séances du 17 novembre et 18 décembre 1929.

Digitized by Google

à l'*acoustique*, en ce qui concerne le pavillon ou le diffuseur, la sonrité du studio ou de la salle d'auditions ;

à la *physiologie*, quant à la sensibilité de l'oreille pour diverses déformations ;

à la *psychologie* enfin, et à l'*art musical*, en ce qui concerne le but final : l'agrément de l'auditeur.

Le présent travail ne vise naturellement pas à traiter complétement chacun de ces différents aspects, mais simplement à passer en revue les principales *causes de déformation* nuisant à la qualité des réceptions radiophoniques, et à préciser leur importance ou leur ordre de grandeur ; il est clair, en effet, que pour les corriger méthodiquement, on doit s'attaquer d'abord aux principales.

Position du problème.

Il est d'abord nécessaire de préciser le sens du mot « qualité ». Quand la réception est-elle parfaite ? Quand est-elle très bonne, suffisante, ou médiocre ?

Il serait évidemment absurde d'évaluer la qualité par une formule purement théorique, par une équation arbitraire entre ce qui sort du système et ce qui y est entré, sans tenir compte de l'oreille de l'auditeur — qui, en dernière analyse, est le dernier maillon de la chaîne.

Mais il ne serait pas moins absurde d'ériger la satisfaction instantanée de chaque auditeur, en critérium unique de qualité. Les jugements diffèrent en effet énormément d'un moment à l'autre et surtout d'un individu à l'autre. Tel se contente d'écouter les cours de la bourse et du coton ; tel autre, en matière de musique, est peu exercé, peut-être même s'est gâté l'oreille en écoutant de mauvaises auditions (ce fait, rappelé récemment par M. Deloraine, est bien connu dans toute éducation artistique), et par suite est devenu insensible à certains défauts. Leur opinion a forcément moins de poids que celle d'un musicien entraîné ou d'un chef d'orchestre, dont l'oreille acquiert parfois une acuité invraisemblable.

D'autre part, même pour l'oreille la plus exercée, certaines déformations peuvent ne pas être perçues tout de suite. La suppression des fréquences extrêmes ne sera pas sensible tant que l'exécution ne comportera pas ces fréquences ; plus encore, la suppression de certains harmoniques ou le déséquilibre entre certaines gammes de fréquences, peuvent, à un instant donné, améliorer une voix aigre ou une exécution symphonique dé-

Digitized by Google

fectueuse. Il n'en est pas moins évident qu'à la longue, en moyenne, ces déformations seront nuisibles.

Enfin, la qualité ne peut être estimée sans préciser la force, l'intensité de la reproduction. Sauf le cas exceptionnel des auditions devant un très grand public, lequel soulève des difficultés spéciales et dont nous ne nous occuperons pas, il est normal et logique de reproduire la voix (chant ou parole), les solis d'instruments, et la musique de chambre, avec leur intensité au départ. Il en est autrement pour l'orchestre, que l'on ne peut songer à introduire tel quel dans le « home ». On réduira donc sa force. Mais pour éviter que les « pianissimo » ne disparaissent on devra les réduire moins que les « forte ». Il y aura donc nécessairement « compression » des nuances.

Sous réserve de cette réduction et de cette compression, nécessaires à l'orchestre, et peut-être aussi un peu à la musique de chambre, nous pourrons poser que la reproduction radiophonique devra avoir, autant que possible, la même intensité qu'au départ.

Il nous semble donc logique de conclure :

LA REPRODUCTION IDÉALE EST CELLE QU'UN GRAND NOMBRE D'AUDITEURS EXERCÉS, NE POURRAIENT, MÊME A LA LONGUE, DISTINGUER DE L'ORIGINAL.

et de même :

LA REPRODUCTION *bonne* EST CELLE QUI SATISFAIT, MÊME A LA LONGUE, UN GRAND NOMBRE D'AUDITEURS EXERCÉS ET DIFFICILES.

Peut-être certains d'entre vous trouveront-ils cet énoncé évident et naïf, tandis que d'autres le trouveront absurde. Ce préambule aura du moins montré que le problème de la qualité ne peut, comme tous les autres problèmes, être correctement résolu qu'à la condition d'être d'abord correctement posé.

II. — CONDITIONS TECHNIQUES D'UNE BONNE RÉCEPTION ; DÉFORMATIONS POSSIBLES

Il est indispensable de convertir cet énoncé psychologique et statistique en un énoncé technique ; l'idéal étant de reproduire, à la sortie du haut-parleur, une vibration sonore aussi semblable que possible à celle qui atteint le microphone, quelles sont les conditions techniques nécessaires ?

Elles peuvent être précisées par un théorème fort important en physique, le théorème de FOURIER... D'après lui, une vibration complexe

Digitized by Google

quelconque peut toujours être considérée comme formée par la superposition de vibrations sinusoïdales simples. Transporter la vibration complexe, c'est transporter toutes les vibrations composantes.

Ainsi une vibration sonore quelconque peut être décomposée en un nombre, fini ou non, de vibrations simples, dont les fréquences sont du point de vue mathématique, comprises entre zéro et l'infini. Du point de vue physique, les fréquences auxquelles l'oreille est sensible, étant comprises entre 20 p : s et 20 à 30.000 p : s, il est évident qu'un système de transmission reproduisant parfaitement toutes les fréquences entre ces limites, serait idéal.

Il faudrait donc transmettre toutes ces fréquences avec leur amplitude et leur phase, sans adjonction d'aucune fréquence parasite supplémentaire.

Cet idéal étant irréalisable, du moins dans les conditions pratiques, la transmission est affectée de certaines *déformations* : quel est leur effet, et jusqu'à quel point sont-elles acceptables ? C'est ce que nous allons voir maintenant.

Déformations possibles.

On peut naturellement déformer une vibration, d'une infinité de manières. Mais il est commode d'opérer parmi les déformations importantes et habituelles, une classification simple, qui n'a bien entendu rien d'absolu.

Tout d'abord nous laisserons de côté la déformation qui consiste à changer arbitrairement la *phase* des oscillations simples composantes. Dans les limites où on la rencontre en radiophonie, elle ne semble pas gênante (il en est autrement en téléphonie sur câbles, par exemple).

Nous négligerons également la déformation, spéciale aux transmissions « sans courant porteur », qui consiste à décaler toutes les fréquences transmises d'une certaine différence constante ; et celle, qu'on peut trouver dans les microphones, et par laquelle la transmission reste complétement nulle tant que l'excitation est inférieure à un certain seuil (« Reizschwelle »).

Il nous restera alors quatre types de déformations possibles dans la pratique :

1° *La reproduction des diverses fréquences peut n'être pas uniforme.*

Des vibrations composantes, de même amplitude au départ, mais de

Digitized by Google

fréquences différentes, peuvent ne pas avoir la même amplitude à l'arrivée. L'efficacité de la transmission est *fonction de la fréquence.*

Graphiquement (fig. 2), portons en abcisses les fréquences, en ordonnées les amplitudes lors de la reproduction (pour des amplitudes originales égales) ; on devrait avoir dans toute la gamme audible, une reproduction uniforme, c'est-à-dire une droite horizontale ; or tel n'est pas le cas, on a généralement une courbe plus ou moins ondulée. Certaines fréquences sont affaiblies par rapport à d'autres favorisées. Il en résulte naturellement l'affaiblissement ou même la disparition pratique de certains sons ou harmoniques, donc un changement de timbre.

Jusqu'à quel point ce défaut est-il compatible avec une réception de qualité ?

La question peut être résolue par l'examen du rôle musical des diverses fréquences (fig. 1).

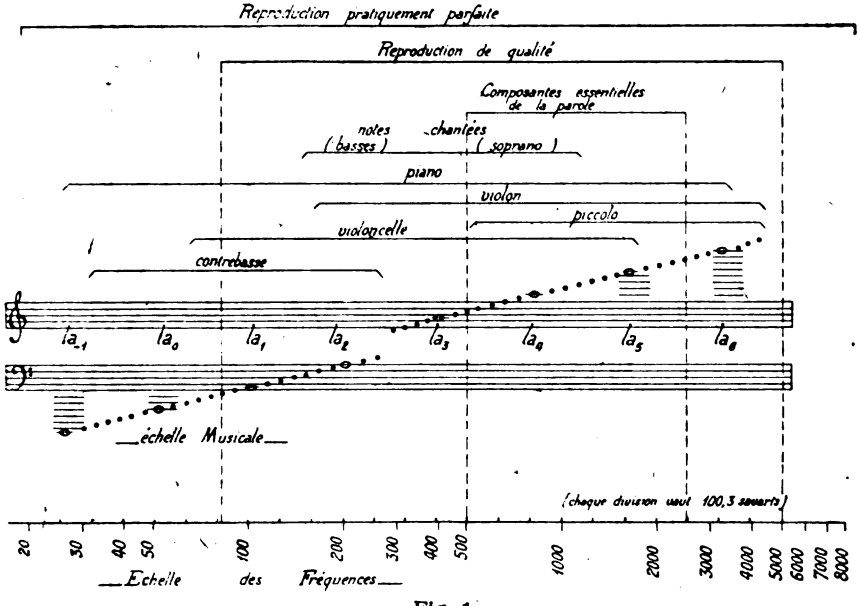


Fig. 1

La note la plus grave donnée par les grands tuyaux d'orgue, est de 16 p : s ; mais c'est une impression sonore plutôt qu'un son, réellement musical. Les notes les plus graves du piano et de la contrebasse sont aux environs de 30 p : s ; mais, dans bon nombre de cas, leur disparition n'aurait pas grand inconvénient.

C'est vers 80 ou 100 que commencent les registres tout à faits impor-

Digitized by Google

tants, et notamment celui du violoncelle. C'est donc l'extrême limite inférieure d'une reproduction de qualité.

A l'autre bout de l'échelle, la limite des notes fondamentales jouées par le piano, le violon et la petite flûte, est aux environs de 3.500. Mais si l'on veut conserver à ces notes leur timbre, il faut leur ajouter les premiers harmoniques, ce qui pousserait tout de suite à 7.000, 10.500 et plus.

Nous voyons donc que pour reproduire l'échelle musicale d'une manière très bonne, y compris les sons les plus graves, et le timbre des plus aigus, il faut transmettre l'intervalle 30 à 10.000 p : s ; moyennant un sacrifice sur les sons graves rarement utilisés, et sur le timbre des notes les plus élevées, on aurait encore une bonne reproduction avec l'intervalle 80 à 6.000 ou 7.000 p : s. Enfin, réduire cet intervalle, à l'une des extrémités au-delà de 100, à l'autre en-deça de 5.000, serait compromettre immédiatement la qualité d'une manière fort appréciable.

En ce qui concerne la *parole*, les résultats expérimentaux sont un peu différents. Les études de CRANDALL sur la langue anglaise, d'autres sur la langue allemande, ont montré que l'intervalle 100-10.000 était plus que suffisant pour une reproduction parfaite de la voix. L'abaissement de la limite supérieure jusque vers 5.000 n'a d'effet que sur le « naturel » de la voix, et sur l'intelligibilité de certaines syllabes sifflantes. On peut même, et c'est le cas dans les transmissions téléphoniques commerciales sur fil, réduire l'intervalle à 500-2.500, sans que la compréhension soit pratiquement altérée. Il faut abaisser la limite supérieure jusque vers 1.500 pour que le défaut devienne sérieux. Enfin, il est aisé de montrer quel formidable degré de déformation peut être toléré dans une conversation suivie, alors que certaines syllabes isolées seraient incompréhensibles, mais que le reste de la phrase permet, consciemment ou non, de les reconstituer, et que les mots difficiles sont épelés « A comme Anatole, B comme Bernard, et. »

La transmission de qualité requiert donc des exigences plus sévères pour la musique, que pour la parole. On peut en déduire qu'une réception radiophonique doit commencer par rendre la parole avec une clarté et un naturel parfaits ; sinon, on est sûr d'avance que la musique sera défectueuse.

Ces considérations nous fournissent quelques indications sur le degré de fidélité à exiger.

Il est évident qu'un affaiblissement progressif aux extrémités de la gamme utile, est moins néfaste qu'une variation brusque en plein milieu

Digitized by Google

de cette gamme. A partir de 80 et de 5.000 p : s, nous pouvons donc tolérer des chutes assez rapides de la courbe. Dans l'intervalle, il semble qu'une variation d'intensité dans le rapport de 1 à 2 soit perceptible à l'oreille

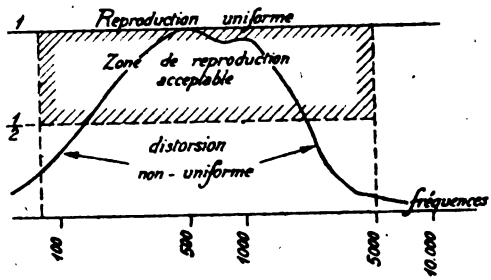


Fig. 2

et commence à constituer un léger défaut. Sans donc vouloir attribuer à ces chiffres une valeur absolue, mais en les considérant comme un repère commode par sa simplicité, nous adopterons comme base de discussion la tolérance suivante :

Dans l'intervalle 80 *à* 5.000 *p : s, le rapport des amplitudes de la fréquence la moins favorisée, et de la plus favorisée, devra être compris entre* 1 /2 *et* 1.

D'où, graphiquement, la « zone de tolérance » de la fig. 2.

2° *Reproduction non linéaire.*

Nous appelons ainsi, avec plusieurs auteurs, une forme de distorsion que l'on oublie souvent, et qui est pourtant très fréquente. Elle consiste

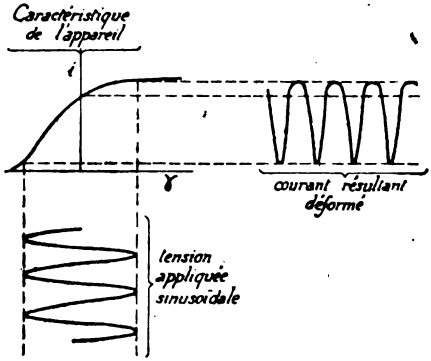


Fig. 3

en ce que chaque fréquence transmise est déformée par la *superposition d'harmoniques* : elle cesse d'être sinusoïdale (Fig. 3). Cela arrive chaque fois

Digitized by Google

que la relation entre la tension et le courant, n'est pas linéaire ; c'est-à-dire chaque fois que la caractéristique d'un appareil est courbe. C'est souvent le cas pour les tubes amplificateurs, et toujours pour les appareils contenant du fer, en raison de la courbe de perméabilité et de l'hystérésis.

Cette même distorsion peut se rencontrer dans la partie mécanique du haut-parleur, si l'amplitude sonore n'est pas proportionnelle à l'amplitude électrique.

Il est assez difficile d'analyser l'effet de cette distorsion. D'après un travail récent (de BÉKÉSY), elle aurait peu d'influence sur la parole ; celle-ci demeurerait compréhensible, alors même que les harmoniques auraient des amplitudes beaucoup plus grandes que les sons fondamentaux. Cela montre à quel point l'oreille est accommodante, et à quel degré de déformation on peut arriver sans s'en douter. Mais il est certain que ce défaut est sensible sur la musique, et notamment sur la beauté du timbre des instruments ; la flûte, et les jeux d'orgue qui l'imitent, doivent donner des sons presque rigoureusement sinusoïdaux, dont le caractère change complétement sous l'effet de la distorsion non-linéaire.

Cette distorsion s'évaluerait facilement par le rapport des amplitudes des harmoniques introduits, à l'amplitude du son fondamental pur.

Mais il est impossible actuellement de lui assigner une limite ; nous nous bornerons donc à indiquer les précautions voulues pour la diminuer le plus possible.

3° *Superpositions de vibrations parasites étrangères.*

En plus de ces harmoniques, dûs à la distorsion des fréquences existantes, il peut s'introduire des fréquences absolument étrangères, la plupart dûes à des forces électro-motrices induites sur le récepteur. Il peut y avoir des brouillages par des postes de longueur d'onde voisine. Il peut y avoir des perturbations atmosphériques, ou industrielles (moteurs, appareils à haute fréquence, vibrateurs etc.) Il peut y avoir enfin des ronflements introduits par l'alimentation sur le secteur.

Tous ces bruits parasites sont absolument inadmissibles dans une réception de qualité. L'auditeur ne doit entendre, en plus du morceau, *aucun* son supplémentaire ; et, le morceau terminé, pendant les silences de l'émission, il ne doit « entendre... que ces silences », sans aucune trace de bruit de fond !

4° Enfin, il peut y avoir défaut de la réception par variation d'*intensité* avec le temps. Pour un récepteur fixe, cela peut provenir seulement

Digitized by Google

de la propagation, qui ne se fait pas régulièrement : l'onde peut être sujette à des « évanouissements » (« fading »). S'ils sont peu marqués, ils se contentent d'ajouter à la reproduction des nuances imprévues. S'ils sont plus importants, ils enlèvent tout caractère artistique, et rendent même la parole incompréhensible.

III. — Émission

Nous ne discuterons pas ici les conditions techniques à remplir par le poste d'émission. Elles ont été indiquées ici même (voir par exemple DELORAINE, janvier-février 1928) ; elles semblent d'ailleurs, grâce aux études faites, remplies avec assez d'exactitude pour que l'émission puisse être considérée comme parfaite. La fig. 4 montre les courbes de fidélité, en fonction de la fréquence, de diverses stations. On en voit la valeur (la

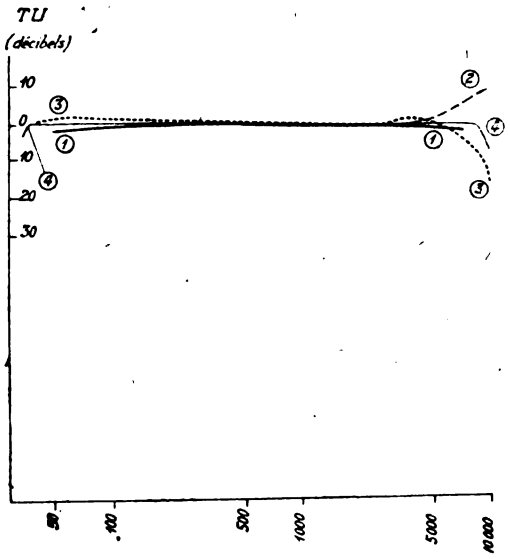


Fig. 4

courbe 2 est systématiquement déformée pour avantager les fréquences aiguës ; nous y reviendrons plus loin). De même, d'après DELORAINE, la station de Prague transmettrait les fréquences jusqu'à 7.000 et d'après RUKOP, les stations de la Telefunken transmettraient jusqu'à 8.000 ou 10.000.

La distorsion *non-linéaire* est certainement faible.

Nous pourrons donc admettre qu'à une vibration sonore, d'amplitude sinusoïdale A et de fréquence f, émise devant le microphone, corres-

Digitized by Google

pond une modulation sinusoïdale de même fréquence f et dont l'amplitude KA est proportionnelle à A.

On sait que c'est équivalent à une « bande de fréquences » de largeur $2f$, soit pratiquement 14.000 à 16.000 p : s au maximum.

IV. — Propagation des ondes

La première cause de déformation, c'est que l'antenne réceptrice (ou plus généralement le collecteur d'ondes) ne reçoit pas exactement et uniquement le signal transmis.

D'abord le signal s'affaiblit avec la distance. Si cet affaiblissement était parfaitement stable, il serait peu grave, puisqu'on pourrait le compenser par l'amplification. Mais il peut être irrégulier, et l'on a alors les évanouissements, que nous avons classés ci-dessus comme 4^{me} type de déformation (1). Contre ces évanouissements, il semble que la forme du collecteur employé n'ait pas d'effet ; le seul palliatif connu est l'emploi d'un « régulateur automatique » qui augmente l'amplification au fur et à mesure que l'onde s'affaiblit (et jusqu'à une certaine limite, bien entendu). On sait que les ondes courtes surtout sont sujettes à ce défaut.

D'autre part, l'antenne recueille, en plus de la force électro-motrice du signal désiré, une foule d'autres, qui peuvent être beaucoup plus intenses. A proximité d'un poste d'émission brouilleur, par exemple, on peut avoir un « champ » parasite cent fois, mille fois plus fort que le champ utile ; et les postes d'émission deviennent de plus en plus nombreux et puissants. En plus de ces brouillages systématiques, l'antenne reçoit des « parasites atmosphériques » dont l'intensité peut dépasser aussi, dans des proportions formidables, celle du signal ; sans parler, dans les villes, des perturbations provoquées par les moteurs électriques et appareils à haute fréquence, et qui se propagent le long des fils de tous les réseaux.

Pour effectuer le triage de ces forces électro-motrices indésirables, d'avec celle qu'on veut isoler, on dispose de deux moyens :

Le premier est l'emploi d'un collecteur d'ondes *dirigé*. Par exemple, un cadre peut être orienté pour éliminer le brouilleur venant d'une certaine direction. Il existe des combinaisons d'antennes et de cadres, qui donnent des pouvoirs directionnels d'une très grande acuïté. Ces combi-

(1) Ces évanouissements peuvent aussi entraîner une distorsion, les diverses fréquences de la bande n'étant pas également transmises.

Digitized by Google

naisons sont malheureusement compliquées à mettre au point : dans certains cas, elles rendraient pourtant les plus grands services.

Les cadres et les antennes basses sont généralement moins sensibles aux atmosphériques, que les antennes hautes.

Le second moyen pour isoler le signal, c'est la sélection, basée sur la différence de fréquences.

V. — La Sélection

Comme nous l'avons dit, la sélection est l'ensemble des moyens permettant de séparer le signal d'avec les brouillages, en utilisant leur différence de fréquences. Elle est basée sur les propriétés du circuit « résonnant », que nous ne rappellerons pas ici ; chacun sait que le circuit résonnant (self et capacité) favorise les courants ayant une fréquence égale à sa fréquence propre.

Le rendement et les limites de la sélection ont été depuis longtemps étudiés par le calcul. Naturellement, tout dépend de la différence de fréquences entre le signal et les brouilleurs. Plus elle est grande, plus la séparation est facile ; au contraire, si elle est petite, la séparation devient difficile et même impossible.

Sélection par rapport aux parasites.

Prenons d'abord le cas des brouillages « apériodiques », c'est-à-dire n'ayant pas de longueur d'onde propre bien nette. Tel est le cas des parasites atmosphériques et de la plupart des parasites industriels : ils s'étendent sur toutes les fréquences, plus ou moins uniformément, et en particulier, ils ont des « composantes » de fréquence égale à celle du signal. Donc (par définition même) contre elles, la sélection est impuissante ; son effet n'existe que contre les composantes de fréquence différente. On s'explique ainsi que la résonance fournisse, contre les parasites, une protection strictement limitée ; les travaux de de Bellescize en France, de Kupfmuller en Allemagne, de Carson aux États-Unis, ont, par des voies différentes, convergé vers ce résultat désormais hors de discussion ; la suppression des parasites par la sélection est une entreprise du même ordre que la quadrature du cercle. Nous pouvons donc énoncer le principe suivant, sur lequel nous reviendrons : dès l'instant que le signal devient faible par rapport aux parasites, c'est-à-dire que le rapport $\frac{\text{signal}}{\text{parasites}}$ tombe

Digitized by Google

en-dessous d'une certaine valeur, il faut abandonner l'espoir d'obtenir une réception de qualité.

Sélection par rapport aux brouilleurs.

Plus souvent encore, peut-être, que par les parasites, la réception est gênée par les postes brouilleurs de fréquences voisines.

Jusqu'à quel point la sélection peut-elle les séparer ?

Nous rappellerons d'abord que la sélection étant basée sur la différence de fréquences, ne peut séparer deux postes dont la fréquence est *identique* (Ex. : Brême, Dantzig, Klagenfurt, 1.100 Kc) ; ni même, deux postes dont les fréquences porteuses sont différentes, mais dont les « bandes latérales » se recouvrent. Nous avons rappelé au paragr. *Emission*, qu'une onde modulée ne possède pas une fréquence unique, mais peut être considérée comme escortée de fréquences latérales ; la hauteur de

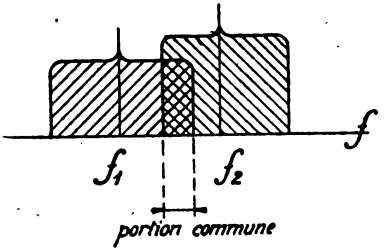


Fig. 5

la modulation transmise étant au maximum de 7.000 à 8.000, la largeur de la bande occupée est double ; par suite, deux postes, écartés de moins de 14.000 à 16.000 p : s, entre fréquences porteuses, *ont une portion de bande commune* (fig. 5) (Ex. ; nouveau *Eiffel*, 202 Kc : nouveau *Daventry*, 192 Kc ; nouveau *Kœnigswusterhausen*, 182 Kc ; Petit Parisien, 880 Kc et Barcelone, 870 Kc, etc). Il est clair que nul procédé de sélection ne permet de distinguer si cette bande commune vient d'un émetteur ou de l'autre, donc de la séparer.

On ne peut donc recevoir complétement aucun des deux postes ; il faut faire le sacrifice de la *bande commune*, ce qui correspond, d'ordinaire, à une mutilation de la qualité (nous verrons plus loin dans quelle mesure on peut se contenter de recevoir une seule bande).

Ces préliminaires posés, nous arrivons au problème véritable de la sélection, en supposant les deux postes écartés d'*un peu plus* que la bande de fréquences occupée par chacun.

Digitized by Google

Il est clair qu'on réaliserait, contre de tels brouilleurs, une sélection parfaite, si la courbe de résonance du système sélectif avait une forme rectangulaire (fig. 6, courbe 1), se maintenant dans la zone de tolérance entre les limites utiles, puis donnant un affaiblissement *énorme* tout de suite en dehors de ces limites.

En fait une telle courbe est irréalisable, et les systèmes sélectifs connus donnent des courbes telles que (2), à pente plus ou moins raide. Ils seront d'autant meilleurs que la courbe se rapprochera davantage de la forme idéale (1).

A ce point de vue, il y a de grandes différences entre les diverses combinaisons, et nous allons les passer en revue (1). A titre d'exemple, nous prendrons le cas particulier d'un brouilleur dont la fréquence diffère de 15.000 p : s de celle à recevoir, et que nous supposons cent fois plus

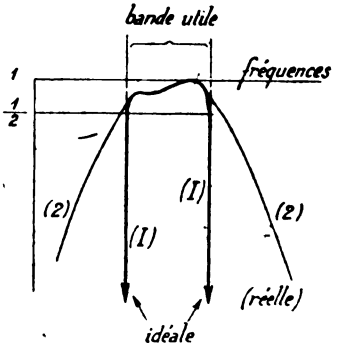


Fig. 6

puissant ; pour en assurer l'élimination pendant les silences du poste désiré, il faudra le rendre environ 50 fois moins fort que ce dernier, soit au total un affaiblissement de 5.000, ou, en employant les coordonnées logarithmiques, 75 T. U. ou décibels.

Sur le graphique fig. 6, cela signifie que la courbe de résonance devra passer en-dessous du point B ou B'.

C'est là, remarquons-le, un problème tout à fait normal, du même ordre que l'élimination à Paris, de *Radio-Paris* (171, 4 Kc) pour l'écoute de *Daventry* (192), ou des P. T. T. pour l'écoute de *Langenberg*.

Or, si l'on prend, par exemple, *un seul circuit résonant*, (L, C, R), on trouve que sa courbe de sélection est pratiquement fonction du rapport

(1) Nous résumons ici un article paru dans *La T. S. F. Moderne* de novembre, décembre 1928, janvier 1929, auquel on pourra se reporter pour plus de détails.

Digitized by Google

$\theta = \frac{2L}{R}$ seul (appelé *constante de temps*). Elle ne dépend de l'onde porteuse que dans la mesure où le choix de celle-ci permet de réaliser une constante de temps plus ou moins grande. A titre d'exemple, disons que la constante de temps des circuits naturels soignés est de l'ordre de 30 microsecondes

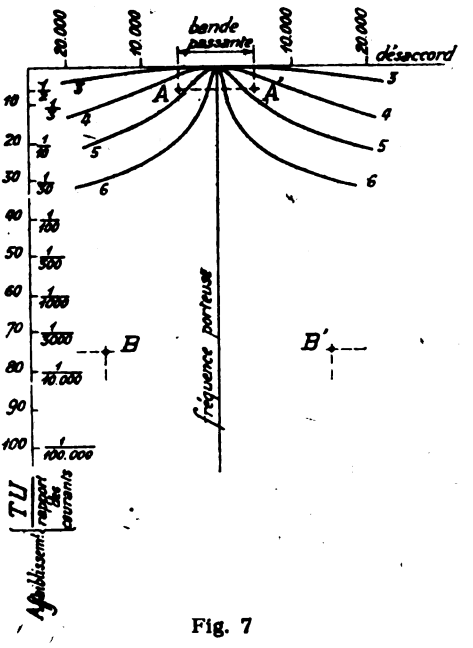


Fig. 7

pour les ondes courtes de radio-diffusion, et peut atteindre 500 microsecondes pour les « moyennes fréquences » de l'ordre de 7.000 m. ; elle peut être augmentée par la réaction, comme nous le verrons plus loin.

La fig. 7 montre une série de courbes de résonances pour diverses valeurs de θ ; on voit que pour de faibles valeurs (cas des ondes courtes sans réaction) la fidélité est bonne, mais la sélectivité est insuffisante ; au contraire pour des valeurs élevées (emploi de la réaction ou changement de fréquence) la sélectivité devient excellente, aux dépens de la qualité.

En pratique le cas du résonateur unique est exceptionnel ; on emploie toujours plusieurs circuits successifs accordés, avec ou sans changement de fréquence intermédiaire ; le résultat est meilleur, mais le problème que nous nous étions posé n'est pas résolu.

Si l'on désaccorde les circuits légèrement entre eux : ou si, comme le proposait récemment M. Borias, (*Bulletin Société Française Radio-Elec-*

Digitized by Google

trique, novembre 1928, p. 3), on désaccorde les circuits par rapport à l'onde porteuse, de manière à recevoir dissymétriquement les deux bandes et à compenser l'affaiblissement de l'une par l'amplification de l'autre (1) ; dans les deux cas, on peut améliorer la situation. Mais ces deux procédés, pour donner les résultats prévus, exigent des réglages précis dont l'auditeur moyen n'est pas toujours capable ; d'autre part, le bénéfice réalisé demeure limité, si l'on continue à vouloir que la courbe de sélectivité ne sorte pas de la zone de tolérance.

Au total, il semble bien que la plupart des récepteurs actuels, construits sur les principes ci-dessus, ne puissent réaliser l'élimination proposée, qu'en sacrifiant plus ou moins la fidélité de reproduction. C'est ce qu'on déduit, aussi de nombreuses à courbes expérimentales publiées l'étranger, et dont la fig. 8 reproduit quelques-unes ; la courbe 17 est à la

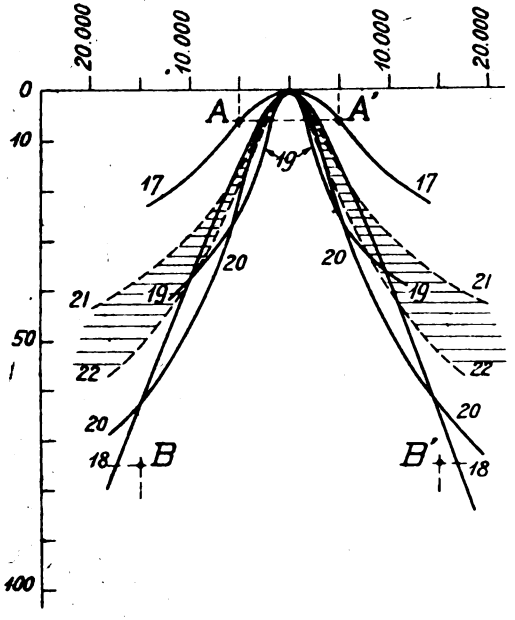


Fig. 8

limite de fidélité, la courbe 18 à la limite de sélectivité ; entre les deux la fidélité et la sélectivité sont toutes deux insuffisantes.

(1) A la limite, on peut se contenter de recevoir une seule bande ; le résultat serait bon avec une détection proportionnelle au carré. Mais le problème de sélection ainsi posé semble très délicat.

Digitized by Google

Les récepteurs du marché français sont généralement encore beaucoup plus sélectifs que ceux étudiés par ces courbes ; en effet, non seulement ils sépatent, par exemple, *Radio-Paris* de *Daventry*, dans les conditions indiquées, c'est-à-dire le premier étant cent fois plus fort que l'autre, mais encore lorsqu'on est à 100 mètres, à 50 mètres, au pied même de l'antenne... de *Radio-Paris*, auquel cas le champ brouilleur est évidemment beaucoup plus fort que nous ne l'avons supposé.

Ils sacrifient donc la fidélité de reproduction, en coupant les fréquences élevées de la modulation.

Ainsi que nous l'avons déjà fait remarquer, on pourrait améliorer notablement la situation par l'emploi de collecteurs dirigés, d'une part, et, d'autre part, en utilisant des systèmes sélectifs avec contre-résonance sur les fréquences brouilleuses : circuits-bouchons, montages *Blanchard*, *Vreeland*, filtres-composés de *Zobel*, etc.

Mais nous croyons devoir insister en terminant sur ce fait, que ces améliorations n'auront que peu d'effet en ce qui concerne les parasites atmosphériques et industriels, de même que vis-à-vis des brouilleurs très rapprochés et mal orientés. Contre eux, la sélection ne peut et ne pourra jamais que peu de chose ; *à partir du moment où le signal sera tombé, par rapport à eux, au-dessous d'un certain niveau*, il ne pourra donc plus en être séparé et *la réception « de qualité »* deviendra impossible.

VI. — L'amplification haute fréquence et la réaction

En elle-même, l'amplification haute fréquence n'introduit aucune distorsion, la courbure des caractéristiques des lampes ne jouant aucun rôle pour les amplitudes faibles de la haute fréquence.

Mais cette amplification est généralement en rapports étroits avec la sélection. Le couplage entre étages se fait par des circuits accordés ; d'autre part, et le plus souvent volontairement, on produit de la réaction, qui diminue leur amortissement apparent. Il en résulte une augmentation notable de l'amplification et de la sélection ; augmentation largement mise à profit dans les récepteurs ultra-sélectifs, et qui leur permet, précisément, d'écouter et de séparer les stations éloignées ; mais augmentation qui exagère aussi, malheureusement, la « coupure des bandes » et la distorsion non uniforme.

Comme nous l'avons indiqué au paragraphe *Sélection*, cet effet est d'autant plus marqué que la fréquence considérée est plus faible, et spé-

Digitized by Google

cialement nuisible pour la partie « moyenne fréquence » des appareils changeurs de fréquence.

Notre conclusion sera donc formelle, quelque douloureuse qu'elle puisse être : la réaction, volontaire ou non, doit être très faible pour les ondes courtes, insensible pour les ondes longues, et rigoureusement bannie des amplificateurs moyenne fréquence ; pour ceux-ci, il y aurait même lieu d'amortir exprès, les circuits de couplage.

VII. — La Détection

La modulation à basse fréquence n'est pas perceptible tant qu'elle est simplement une variation d'amplitude de l'onde porteuse. La séparer, l'isoler, pour la rendre audible : tel est le but de la détection (1).

La détection serait parfaite si, à chaque modulation de profondeur k et de fréquence f, elle faisait correspondre une variation de courant proportionnelle à k, *et de fréquence* f ; le courant détecté reproduirait alors exactement la forme du courant microphonique.

En est-il ainsi dans la détection réelle ?

On a coutume de dire que la détection est dûe à la courbure d'une caractéristique : de grille ordinairement, de plaque quand on détecte « par la plaque » ; et l'on fait un petit calcul, duquel résulte que le courant

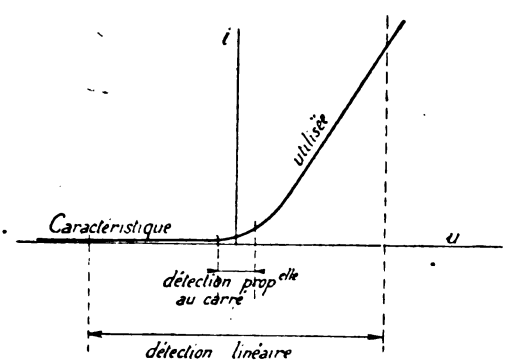


Fig. 9

détecté est proportionnel au *carré* de la tension haute fréquence appliquée. Si cela était, il faudrait renoncer à l'espoir d'obtenir jamais une réception

(1) On dit parfois que la détection supprime la haute fréquence et ne laisse subsister que la basse. Ce n'est pas exact. Elle laisse parfaitement subsister la haute fréquence, mais elle lui fait correspondre une variation de courant moyen, laquelle constitue le courant détecté.

Digitized by Google

correcte ; car la détection proportionnelle au carré, donne forcément lieu à l'apparition d'harmoniques, c'est-à-dire à une distorsion non-linéaire.

Fort heureusement, il en est d'ordinaire autrement, et c'est aussi avantageux pour le rendement que pour la qualité. Cela tient à ce que l'on amplifie notablement *avant* détection, ou bien à ce que l'on superpose au signal une onde locale beaucoup plus forte (cas du changement de fréquence) ; ce qui a pour effet d'utiliser, non pas la partie coudée caractéristique, mais les deux portions, sensiblement rectilignes, situées de part et d'autre de cette partie coudée. Dans ces conditions, la détection est sensiblement proportionnelle à la tension appliquée, et il n'y a plus de distorsion non-linéaire, donc plus d'harmoniques parasites. (fig. 9)

Cela a lieu, pour les lampes ordinaires détectant par la grille avec condensateur shunté, lorsque la détection de l'onde porteuse seule, fait baisser le courant de plaque du 1/4 ou du 1/3 de sa valeur, soit, par exemple, de 2,0 milliampères, à 1, 3 ou 1, 5 milliampère (1). On devra donc toujours avoir un milliampèremètre dans la plaque de la lampe détectrice, et régler l'amplification haute fréquence pour obtenir ce résultat.

Il faut, d'autre part, éviter aussi la distorsion « non-uniforme » ; celle-ci peut résulter de deux causes :

D'abord le détecteur lui-même peut avoir un rendement fonction la détection par la plaque ; ce n'est le cas ni avec la galène, ni avec la détection par la plaque ; mais ce peut être le cas avec la détection par *condensateur shunté* de grille : l'ensemble condensateur-résistance, présente en effet une certaine constante de temps ; on peut dire que le condensateur dérive, par rapport à la résistance, non seulement la haute fréquence, comme il le doit, mais aussi les fréquences élevées de la modulation, ce qu'il ne devrait pas faire. Il est difficile de calculer cet effet, parce qu'on ignore l'importance de la résistance filament-grille, qui se trouve en parallèle avec la résistance de fuite du condensateur ; d'après nos mesures, nous croyons pouvoir affirmer que les valeurs normales (un dix-millième de microfarad, quatre mégohms), ne donnent lieu qu'à une distorsion bien faible. Cependant, il est plus prudent de prendre des valeurs inférieures, surtout pour la résistance qui augmente d'ordinaire en vieillissant. Avec une capacité de cinq centièmes de millième (0, 05) et une ré-

(1) Ceci suppose naturellement qu'il n'y a pas dans le circuit de résistance extérieure élevée.

Digitized by Google

sistance de *un* mégohm, le rendement n'est guère diminué, et l'on peut être bien tranquille quant à la distorsion.

Une seconde cause de distorsion non-uniforme réside, non dans le détecteur lui-même, mais dans ce qui le suit immédiatement. On se croit en effet généralement obligé de séparer, à la sortie, la haute fréquence de la basse, au moyen d'une bobine de choc et d'un condensateur de dérivation ; parfois on se contente de mettre un condensateur aux bornes du primaire du transformateur. Il faut bien se rendre compte que c'est là une manœuvre très dangereuse pour la qualité de la réception ; on constitue ainsi un « filtre passe-bas » dont on ignore la « frontière », et qui peut fort bien supprimer, sans qu'on y prenne garde, toutes les fréquences élevées de la modulation.

Quand on détecte par la grille, il n'est nullement nécessaire d'offrir un chemin spécial à la haute fréquence, à moins qu'elle ne perturbe le fonctionnement de l'amplificateur basse fréquence. Si cela était, ou si l'on détectait par la plaque, il faudrait mettre un condensateur en shunt, mais de *faible* capacité ; les constructeurs de transformateurs devraient prévoir et indiquer la capacité maximum à mettre aux bornes du primaire pour ne pas étouffer les fréquences élevées.

Ce que nous disons là de la lampe détectrice, s'applique, bien entendu, à toute la basse fréquence, où l'on ne doit placer inconsidérément ni bobines « de choc », ni condensateurs de dérivation. A ce point de vue, comme à celui de la distorsion non-linéaire, les montages *réflex* sont particulièrement désastreux ; on y trouve des capacités en shunt dans tous les coins, et nous frémissons en songeant aux farandoles qu'y peuvent exécuter les différentes fréquences mises en jeu. Demander à une lampe de remplir simultanément plusieurs fonctions différentes, c'est s'exposer à ce qu'elle n'en remplisse correctement aucune : qui trop embrasse, mal étreint.

(à suivre).

P. DAVID.

Digitized by Google

LE MÉCANISME DE LA STABILISATION DES OSCILLATIONS DANS UN OSCILLATEUR A LAMPES

par Jean MERCIER,

Professeur à la Faculté des Sciences de Bordeaux.

(suite et fin) [1]

CAS OU α EST GRAND

Dans le cas, par exemple où α est grand, quand les conditions d'amorçage sont largement satisfaites, les pentes aux changements de phases sont élevées et les phases paires durent au contraire peu vis-à-vis des phases impaires. La période sera voisine de celle des phases impaires, c'est-à-dire encore de la période propre du circuit oscillant.

Un calcul simplifié du reste, dans lequel on ne conserve que les termes du premier ordre, permet de se rendre compte directement de ce fait.

Puisque α est grand, les temps t_1 et t'_1 dans les phases impaires sont tels que les angles $\omega_0 t'_1$ et $\omega_0 t_1$ sont voisins de $\frac{\pi}{2}$. Nous pourrons donc confondre les cosinus avec les arcs $\left(\frac{\pi}{2} - \omega_0 t'_1\right)$ et $\left(\frac{\pi}{2} - \omega_0 t_1\right)$ et les sinus avec l'unité. En désignant par m_2 le rapport changé de signe des courants : $\frac{i_0}{i_1}$ ou $\frac{i_2}{i_1}$, nous pourrons écrire [2], d'après (11) et (12)

$$\begin{cases} (1 + \alpha_0 t'_1)\left(\frac{\pi}{2} - \omega_0 t'_1\right) \;\#\; (1 - \alpha_0 t_1)\left(\frac{\pi}{2} - \omega_0 t_1\right) \\ m^2 \;\#\; \frac{1 + \alpha_0 t'_1}{1 - \alpha_0 t_1} \end{cases}$$

Remarquons que la valeur maxima de m^2 obtenue en faisant $t_1 = t'_1 = \frac{T_0}{4}$ est égale à $\left(1 + \frac{\pi \alpha_0}{\omega_0}\right)$. Cette valeur ne diffère de 1 que par un terme

---

(1) Voir O. E., janv. 1929, p. 29.

(2) Car $\alpha_0 t_1$ et $\alpha_0 t'_1$ qui sont au plus égaux à $\alpha_0 \frac{\pi}{2\omega_0}$ sont très petits.

Digitized by Google

du 1er ordre, ce qui donne pour m la valeur

$$m = 1 + \frac{\pi\alpha_0}{2\omega_0}$$

De ces équations, on tire t_1 et t'_1 et par suite la durée de la phase. On obtient :

$$t_1 + t'_1 \# 2\,\frac{m - 1}{\alpha_0}$$

Des considérations analogues en ce qui concerne les phases paires nous permettent d'écrire :

$$\begin{cases} (1 - \alpha t'_2) \# (1 + \alpha t_2)\,\omega t_2 \\ m^2 \# \left(\dfrac{1 + \alpha t_2}{1 - \alpha t'_2}\right)^2 \# \left(\dfrac{t'_2}{t_2}\right)^2 \end{cases}$$

m^2 désignant le même rapport $\left|\dfrac{i_2}{i_1}\right|$ que précédemment.

On tiré de là t'_2 et t_2 et la durée de la phase :

$$t_2 + t'_2 \# \frac{m - 1}{\alpha}$$

Nous obtiendrons enfin la relation qui relie α et m en égalant les deux expressions du rapport $\left(\dfrac{i_1}{V}\right)$ à la fin des phases impaires et au début des phases paires. On trouve :

$$-\alpha + \frac{\omega}{\operatorname{tg} \omega t'_2} = \alpha_0 + \omega_0 \operatorname{tg} \omega_0 t_1$$

ou encore :

$$-\alpha + \frac{1}{t'_2} \# \omega_0 + \frac{\omega_0}{\pi/2 - \omega_0 t_1}$$

et en remplaçant t'_2 et t_1 par les valeurs trouvées plus haut :

$$m - 1 \# \frac{\pi}{\omega_0}\left(\frac{1}{\dfrac{2}{\alpha_0} + \dfrac{1}{\alpha}}\right)$$

dont le maximum est bien $\dfrac{\pi\alpha_0}{2\omega_0}$

La période du phénomène est donc voisine de l'expression :

$$T \# 2\,(t_1 + t'_1 + t_2 + t'_2) = \left(\frac{2}{\alpha_0} + \frac{1}{\alpha}\right) \frac{2\pi}{\omega_0\left(\dfrac{1}{\alpha} + \dfrac{2}{\alpha_0}\right)} = \frac{2\pi}{\omega_0} = T_0$$

La période est donc bien encore voisine de la période propre du circuit oscillant.

Digitized by Google

CAS OU α EST TRÈS GRAND

Montage apériodique.

Si l'on fait croître encore α par exemple en augmentant le couplage, il peut arriver que, α devenant supérieur à $\frac{1}{\sqrt{LC}}$, le montage devienne apériodique.

Les considérations précédentes montsent que l'on a encore dans ce cas-là des oscillations entretenues dans le circuit oscillant. L'amplitude se trouve accrue et les phases paires deviennent encore moins importantes.

Si l'on écrit $v = V_2 e^{\alpha t} \operatorname{Sh} \beta t$ avec $\beta^2 = \alpha^2 - \frac{1}{LC}$ on pourra, t_2 et t'_2 étant très petits, ainsi que les valeurs correspondantes de αt et de βt confondre $\operatorname{Sh} \beta t$ avec βt et $e^{\alpha t}$ avec $(1 + \alpha t)$. On arrivera aux mêmes équations simplifiées que dans le cas précédent, sauf que ω est remplacé par β. Et la période du phénomène reste toujours voisine de la période propre du circuit oscillant et plus petite qu'elle. Le courant dans le circuit oscillant reste toujours à peu près sinusoïdal, α_0 restant petit. Il n'y a donc en somme rien de particulier quand en augmentant le couplage on passe du régime périodique au régime apériodique. Mais la courbe donnant le courant

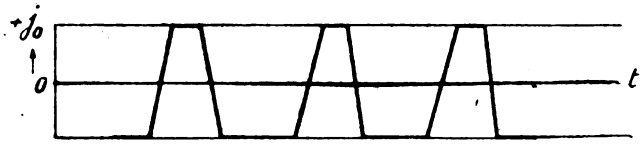


Fig. 4

débité par la plaque a alors pratiquement, une forme dentelée comme l'indique la figure 4, tandis que v est à peu près une fonction sinusoïdale amortie du temps, d'amortissement α_0 et de très grande amplitude.

On n'a pas à proprement parler des oscillations entretenues, puisque la lampe ne débite que pendant la moitié du temps, mais cependant le circuit oscillant reçoit des impulsions périodiques.

CAS DU MONTAGE A FORT RENDEMENT

Dans ce cas-là, le point de fonctionnement statique (u_0 v_0 j_0) est choisi de telle façon que j_0 soit faible. On pourrait reprendre ici toutes les considérations précédentes ; les mêmes raisonnements s'appliqueraient, il y aurait seulement lieu de considérer quatre phases au lieu de deux, à cause

Digitized by Google

de la dissymétrie introduite. On aboutirait évidemment aux mêmes conclusions, à savoir que la période reste toujours voisine de la période propre du circuit oscillant.

Du reste les phases impaires pendant lesquelles la lampe débite peuvent devenir petites et l'entretien se fait alors véritablement par impulsion. A la limite, dans ces conditions d'excellent rendement, mais de puissance très faible, l'impulsion presque instantanée se produirait juste au moment où le courant oscillant serait nul, ce qui est justement la condition pour que la période des oscillations entretenues soit celle de la période propre du circuit oscillant. On conçoit qu'il en sera encore à peu près ainsi si l'on reste dans des conditions mêmes assez éloignées de ce cas limite.

INFLUENCE DU COURANT DE GRILLE

Il est une chose dont nous n'avons pas tenu compte jusqu'ici. Considérons, en effet, le réseau *réel* des caractéristiques statiques ainsi que le tracé d'une caractéristique dynamique (fig. 5).

Schématiquement, celle-ci pourrait se tracer de la façon suivante (fig. 6) : la partie horizontale supérieure ne se prolongerait pas indéfiniment du côté des bas potentiels. A un moment donné la courbe plonge-

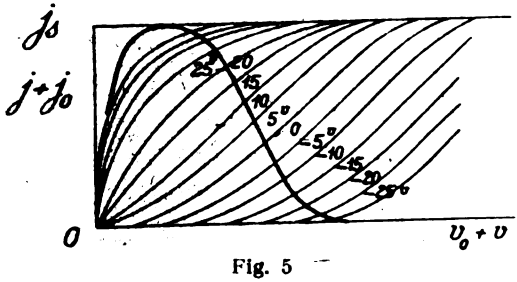


Fig. 5

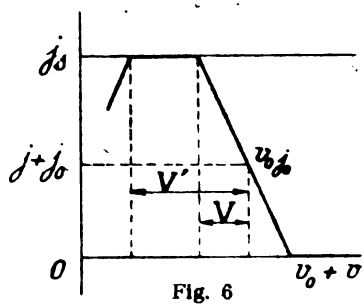


Fig. 6

rait rapidement suivant une droite. Cette modification se produit au moment où le courant de grille apparaît. Dans tout ce qui précède, nous l'avons toujours supposé négligeable. Or, quand le potentiel de plaque devient en effet petit, la tension de grille est élevée puisque les variations se font en sens inverse $\left(\frac{v}{u} \neq \frac{L}{M} < 0\right)$. Une partie des électrons est captée par la grille et le courant de plaque diminue et d'autant plus que le potentiel de grille est plus élevé. C'est ce que montre la fig. 5.

Digitized by Google

Si donc, au cours d'une phase impaire, le potentiel v tombe au-dessous d'une certaine valeur (— V') déterminée comme il est indiqué sur la fig. 6, une nouvelle phase commence. L'amortissement est grand, au point que le potentiel de plaque qui diminue de plus en plus lentement, ne peut atteindre la valeur zéro. Le courant de plaque baisse aussi de la même façon. Les choses reviennent ensuite en sens inverse quand le courant dans le circuit oscillant change de sens après s'être annulé. Lorsque le potentiel de plaque atteint à nouveau la valeur (— V') les conditions de fonctionnement redeviennent ce qu'elles étaient avant cette phase intercalaire.

L'amortissement au cours de cette phase est d'autant plus grand que α est plus grand (fig. 5) c'est-à-dire que la condition d'amorçage est plus largement satisfaite. Une augmentation de α a en effet comme conséquence de rapprocher de la verticale les deux parties rectilignes montante et descendante de la caractéristique dynamique.

Période.

On pourrait répéter tous les raisonnements antérieurs ; seulement chaque période comprendrait cinq phases. Sans faire de calculs longs, compliqués et du reste un peu vains, on peut se rendre compte cependant que la période est augmentée et d'autant plus que α est plus grand. L'équation

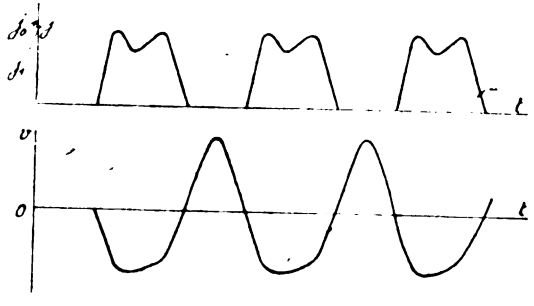


Fig. 7

différentielle du phénomène pendant la phase intercalaire est analogue aux précédentes et v est représenté en fonction du temps par une expression de la forme

$$v + Cte = V'_1 e^{-\alpha' t} \cos \omega' t$$

avec la relation $\alpha'^2 + \omega'^2 \neq \omega_0^2$

On a de même encore pour le courant dans le circuit oscillant

$$i = -C \frac{dv}{dt}$$

Digitized by Google

La discussion montre que les courbes représentatives (fig. 7) prennent des formes de plus en plus dissymétriques durant cette phase et que la durée de celle-ci croît quand α croît. La pente finale de la courbe v, lorsque v est redevenu égal à (— V') est plus petite que s'il n'y avait pas eu de courant de grille. La phase suivante se trouvera, de ce fait même augmentée. Pour toutes ces raisons, la période du phénomène total augmentera et elle pourra même devenir beaucoup plus grande que la période propre du circuit oscillant. Les phases paires, d'autre part, auront des durées très différentes car rien de ce qui se passe pour les forts potentiels de grille n'existe pour les faibles.

Amplitude.

Il y a aussi une autre conséquence de l'existence du courant de grille, c'est la limitation de l'amplitude. Dans les paragraphes précédents nous avions trouvé que l'amplitude de v était d'autant plus grande que le coefficient α était plus élevé. On voit ici que cette amplitude ne pourra pas

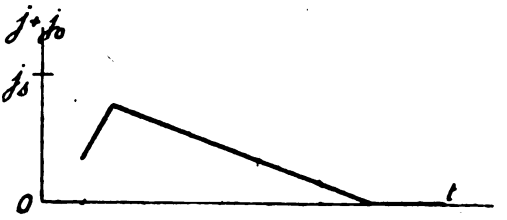


Fig. 8

dépasser v_0. Nous voyons même qu'il n'y a aucun avantage à lui faire dépasser V' en augmentant par trop le couplage, parce que, au-delà, le courant plaque prend la forme donnée par la figure 8, le fonctionnement de la lampe est perturbé et la puissance fournie diminuée.

Il s'ensuit aussi évidemment une limitation de l'intensité et de la puissance dans le circuit oscillant. En général, dans les applications on suppose que V' est enciron les 4/5 de v_0. Si l'on veut cependant augmenter cette amplitude et par suite la puissance fournie, il suffit alors d'augmenter v_0, quitte à polariser négativement la grille.

On peut du reste arriver au même résultat en intercalant dans le circuit de grille une forte résistance, au besoin suintée par un condensateur qui laisserait passer les oscillations de haute fréquence. Ceci revient à diminuer en effet le potentiel moyen de grille et, par suite, à diminuer le courant de grille lui-même.

Digitized by Google

Remarque. — Il est à remarquer que dans certains cas la limitation de l'amplitude se fera sans que le courant de plaque ait atteint sa valeur de saturation. Dans ce cas, la caractéristique dynamique schématisée aura la forme de la fig. 8.

Ce cas rentre directement dans le cas étudié en dernier lieu. La phase intercalaire remplace entièrement la phase impaire correspondante et empiète même sur les phases voisines.

Les phases paires successives auront, alternativement, un faible et un fort amortissement et seront encore de durées très différentes, mais au point de vue mathématique, le problème reste toujours bien défini.

Formes réelles des caractéristiques.

La séparation des diverses phases n'est pas aussi nette en réalité que nous l'avons supposé. Les caractéristiques réelles ne présentent pas en effet de points anguleux et on passe progressivement de ce que nous avons appelé les phases paires, aux phases impaires, et inversement. Le mécanisme de la stabilisation reste d'ailleurs le même.

Il nous faut également signaler ici une autre conséquence de l'existence du courant de grille. Le circuit de grille possède alors une certaine résistance qui n'est pas infinie (1) et comme d'autre part la bobine intercalée dans la grille possède un coefficient de self L_g assez élevé, la tension de grille, non seulement n'est plus égale à la force électromotrice induite dans

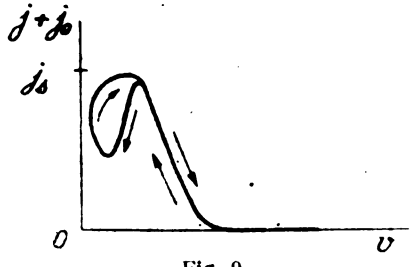


Fig. 9

le circuit de grille (2) mais elle n'est plus en phase avec elle et, par conséquent, la tension de grille et la tension de plaque ne sont plus en opposi-

(1) Cette résistance peut être de l'ordre de quelques milliers d'ohms. pour les grandes valeurs positives de la tension de grille.

(2) L'expérience montre par exemple que si le potentiel de grille peut atteindre la valeur de -80 volts du côté des potentiels négatifs, il ne peut dépasser la valeur d'une soixantaine de volts du côté des potentiels positifs.

Digitized by Google

tion de phase. Ceci ne fera qu'augmenter avec la fréquence car l'impédance de self $L_g\omega$ augmentera avec elle tandis que la résistance de grille P_g conservera à peu près la même valeur. Corrélativement, les caractéristiques dynamiques présenteront une boucle plus ou moins large pour les fortes tensions de grille, comme on peut le voir sur la courbe de la fig. 9.

Les équations du phénomène deviennent extrêmement compliquées, et tout calcul même devient illusoire. Les courbes relevées à l'oscillographe cathodique accusent en effet encore bien d'autres déformations. La présence d'un condensateur aux bornes de la batterie de plaque, l'existence d'un couplage parasite par capacité entre les bobines de grille et de plaque, le fait qu'il y a des bouts morts aux extrémités des bobines, toutes ces causes, par exemple, exercent une influence perturbatrice.

Conclusions. — En résumé, nous avons montré par quel mécanisme les oscillations se stabilisaient dans un oscillateur à lampes. Si on suppose comme on le fait souvent, les caractéristiques comme rectilignes, on trouve que les courbes représentatives des tensions et des intensités sont composées d'une succession de sinusoïdes amplifiées et amorties. Nous avons vu que la période est toujours très voisine de la période propre du circuit oscillant et cela quelque fût la valeur du coefficient d'amplification du phénomène, même lorsque l'équation différentielle primitive correspond à un régime apériodique.

Seulement dans la pratique, ces résultats sont modifiés, dès que l'on atteint une certaine amplitude, du fait de l'existence d'un courant dans le circuit de grille. Il s'en suit une limitation des amplitudes et une augmentation de la période.

J. MERCIER.

Digitized by Google

DEUX EXEMPLES DE MONTAGES QUI FONT INTERVENIR LA VARIATION DES CARACTÉRISTIQUES D'UN APPAREIL RÉCEPTEUR OU DE MESURE

(suite et fin) (1)

par **L. CAGNIARD**,

Agrégé de l'Université, Docteur ès-Sciences.

SOMMAIRE. — Un électromètre à quadrants, intercalé dans la diagonale de mesures d'un pont de Wheatstone à courants de haure fréquence, permet de réaliser un montage extrêmement sensible et fidèle pour la mesure de capacités, selfs, etc...

Cette sensibilité énorme se rattache au fait que la capacité de l'électromètre est fonction de sa déviation.

II. — De l'emploi de l'électromètre a quadrants dans la méthode du pont de Wheatstone.

Soit le pont de Wheatstone représenté par la figure 1. Aux extrémités VV' de la diagonale d'alimentation est appliquée une différence de potentiel de haute fréquence dont je désignerai par V la valeur maxima, par *v*

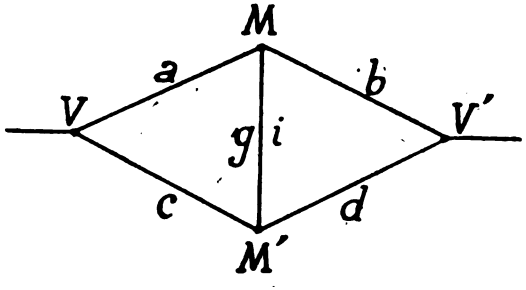


Fig. 1

la valeur imaginaire. MM' est la diagonale de mesures, de résistance imaginaire *g*, parcourue par un courant d'intensité maxima *i*, d'intensité imaginaire *i*. Soient de même *a*, *b*, *c*, *d* les résistances imaginaires des 4 bras, *e* la différence de potentiel maxima entre M et M', *e* sa valeur imaginaire.

Il existe, entre ces grandeurs, la même relation qu'en courants continus

(1) Voir *Onde Electrique*, **7**, avril 1928, 162.,

Digitized by Google

$$i = v\,\frac{bc - ad}{\Delta},$$

en posant

$$\Delta = g(a+b)(c+d)+ab(c+d)+cd(a+b).$$

Si la résistance a varie, il en résulte une variation di du courant i.

$$di = (bc - ad)\,d\,\frac{v}{\Delta} - \frac{vd}{\Delta}\,da.$$

Le pont est équilibré quand i, c'est-à-dire $bc - ad$ est nul. Mais il y a lieu de noter ici une grande différence d'ordre pratique entre le pont à haute fréquence et le pont continu : les indications du galvanomètre sont proportionnelles à l'intensité du courant ; les indications d'un appareil quelconque pour courants de haute fréquence sont, par nature, *pour une intensité suffisamment petite*, toujours proportionnelles au carré de cette intensité. Autrement dit la sensibilité d'un tel appareil tend vers zéro en même temps que l'intensité à mesurer. Il n'est donc pas possible d'opérer avec un pont rigoureusement équilibré sous peine de voir tomber énormément la sensibilité. C'est là une raison fondamentale, ce n'est d'ailleurs pas la seule.

Cela n'a du reste aucune importance, pas plus que, dans l'usage d'une balance par la méthode de double pesée, il n'est nécessaire de ramener l'aiguille du fléau sur le zéro de la graduation.

Il est donc bien entendu que le pont n'est pas équilibré *rigoureusement*, mais il l'est *presque*. La quantité $bc - ad$ est *presque* nulle et la quantité di se réduit pratiquement à

Fixons les idées par un exemple : appliquons le montage à la mesure précise des très petites variations dA de la capacité A d'un condensateur. L'idée la plus simple est alors de constituer les 4 branches du pont par quatre condensateurs de capacités respectives A, B, C, D, la condition d'équilibre étant :

$$BC - AD = 0.$$

Il pourra être commode de réaliser approximativement

$$C = A, \qquad D = B.$$

Cette condition sera toujours supposée remplie par la suite.

Supposons d'abord que l'appareil de mesure constitue à lui seul la diagonale MM'. Nous pouvons choisir pour mesure de la sensibilité de la méthode la quantité

$$\sigma_1 = A\,\frac{de}{dA},$$

Digitized by Google

qui se déduit immédiatement de l'expression de $\frac{de}{dA}$.

Or :

$$e = gi.$$

Donc :

$$\frac{de}{da} = g\frac{di}{da} = -\frac{vgd}{\Delta}(1).$$

Dans cette première hypothèse, il faut considérer que g a un module très grand par rapport à ceux de a, b, c, d. En effet g désigne soit la résistance filament-grille d'une lampe à 3 électrodes, soit la résistance imaginaire d'un électromètre à quadrants, alors que les capacités A, B, C, D sont par exemple de l'ordre du millième de microfarad.

De la sorte l'expression se simplifie

$$\frac{de}{da} = -v\frac{d}{(a+b)(c+d)}.$$

D'où

$$\sigma_1 = V\frac{AB}{(A+B)^2}.$$

C'est là, comme nous verrons, une sensibilité encore fort médiocre.

Premier artifice pour accroître la sensibilité. — Le peu de sensibilité du montage ainsi réalisé tient évidemment à ce que le module du dénominateur de $\frac{de}{da}$ ne peut être rendu très petit. Constituons donc la diagonale MM' conformément à la figure 2. Une capacité Γ très petite et une self-induction Λ très grande, possédant une résistance ohmique inévitable R, sont en série. L'appareil de mesure est branché aux bornes m, m' de la self entre lesquelles existe une différence de potentiel de valeur maxima e' de valeur imaginaire e'.

L'idée directrice de ce montage est la suivante : si nous réalisons la résonance, en agissant sur Γ (et l'on peut prévoir que cette condition de résonance sera très approximativement la condition classique $\Lambda\Gamma\omega^2 = 1$, ω étant la pulsation du courant), la différence de potentiel aux bornes de l'appareil de mesure et, par là-même, la sensibilité seront multipliées par

(1) Je traite ici g comme une constante. Il ne saurait en être ainsi et j'utiliserai même les variations de g pour accroître la sensibilité de la méthode. Mais il s'agit seulement pour l'instant de discuter un ordre de grandeur.

Digitized by Google

le facteur de surtension $\frac{\Lambda\omega}{R}$, qui peut être considérable. Précisons ces indications par le calcul.

Je suis conduit, ainsi que je viens de le faire rematquer, à choisir une grande valeur de l'impédance de la self, mais qui néanmoins, restera assez petite devant celle de l'appareil de mesure :

Donc : $$e' = (R + j\Lambda\omega)i, \qquad j = \sqrt{-1},$$

$$\frac{de'}{da} = -\frac{vd}{\Delta}(R + j\Lambda\omega).$$

La nouvelle valeur de la sensibilité est :

$$\sigma_2 = A\frac{de'}{dA} = V\frac{\Lambda\omega}{A+B}\cdot\frac{1}{\text{mod}\left|\frac{-2j}{AB\omega} + \left(\frac{1}{A}+\frac{1}{B}\right)\left[R + j\left(\Lambda\omega - \frac{1}{\Gamma\omega}\right)\right]\right|}.$$

σ_2 sera très grand si le module du dénominateur est aussi petit que possible. Or, nous n'avons pas beaucoup d'action sur la partie réelle. Par

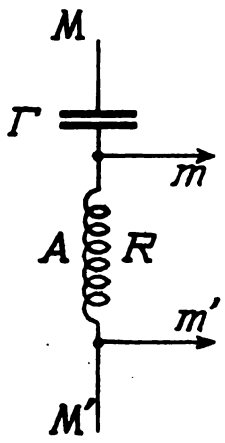


Fig. 2

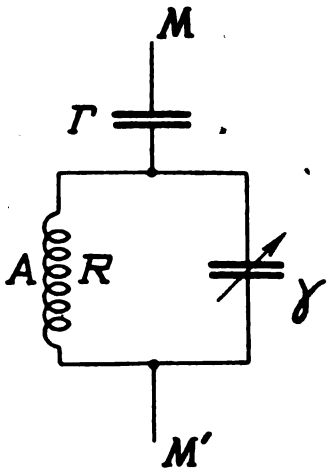


Fig. 3

(lire Λ au lieu de A sur ces deux figures)

contre, en choisissant convenablement Λ et agissant sur le condensateur variable Γ, il est facile d'annuler la partie imaginaire pure. Cela entraine la condition :

$$\Lambda\omega = \frac{1}{\omega}\left(\frac{1}{\Gamma} + \frac{2}{A+B}\right).$$

Il vient alors $$\sigma_2 = V.\frac{AB}{(A+B)^2}\cdot\frac{\Lambda\omega}{R} = \sigma_1\frac{\Lambda\omega}{R}.$$

Ce sont bien les résultats annoncés.

Digitized by Google

Ordre de grandeur de la sensibilité obtenue. — Posons que la sensibilité de l'appareil de mesure est de l'ordre du volt

$$de' = 1.$$

Prenons :

$$V = 200 \text{ volts.} \qquad B = \frac{A}{f}.$$

La longueur d'onde est supposée de 6.000 mètres, $A\omega$ peut alors atteindre facilement 30.000 ohms pour une résistance ohmique R de 60 ohms. L'artifice que nous venons de voir a donc multiplié la sensibilité par

$$\frac{30000}{60} = 500.$$

Malgré tout la plus petite variation relative de capacité appréciable n'est encore que de 6.10^{-4}.

Rôle de la capacité variable de l'électromètre à quadrants. Augmentation considérable de la sensibilité du montage. — La sensibilité que je viens de calculer et qui correspond à peu près au montage que j'ai réalisé, apparaît très médiocre. En réalité elle est très supérieure et peut même devenir infinie, dans certaines conditions. J'ai supposé, en effet, que l'impédance de l'appareil de mesure est constante. Il n'en est rien, puisqu'il dévie. Je vais donc traiter maintenant l'électromètre à quadrants comme une capacité pure γ, variable avec la position de l'aiguille (fig. 3).

L'idée directrice est maintenant la suivante : je viens de mettre en évidence que la sensibilité se trouve multipliée par $\frac{A\omega}{R}$, c'est-à-dire par le facteur $\frac{e'}{e}$ de surtension, lorsqu'on introdui une résonance dans la diagonale de mesures. Or, si la résonance est très aiguë, le facteur de surtension, fonction de la déviation de l'aiguille, pourra augmenter beaucoup en même temps que e, au lieu de rester constant comme il a été supposé précédemment. L'équilibre de l'aiguille pourra même devenir instable, ce qui correspond à une sensibilité infinie.

Le calcul suivant confirme et précise cette manière de voir :

Je cherche à déterminer la position d'équilibre de l'aiguille. Soit α l'angle de déviation.

Pour les petites valeurs de α, la capacité γ équivalente à l'électromètre varie à peu près proportionnellement à α :

$$\gamma = \gamma_0 + \gamma_1 \alpha. \qquad (1)$$

γ_0 et γ_1 désignant deux cobstantes.

Digitized by Google

Toujours pour les petites valeurs de α, on a aussi

$$\alpha = \frac{\gamma_1}{4T} e'^2. \tag{2}$$

(T = coefficient de torsion du fil de suspension). Pour les grandes valeurs de α, correspondant à de grandes valeurs de e' ; α et γ tendent vers des limites α_e, et γ_e : l'aiguille est entrée en totalité à l'intérieur de la paire de quadrants. J'admettrai, pour fixer les idées que γ_e est de l'ordre de $2\gamma_0$. Le rapport $\frac{\gamma_e}{\gamma_0}$ dépend, en effet, de la position initiale de l'aiguille par rapport aux quadrants, et il est très voisin de $\frac{1}{2}$ pour une position initiale symétrique par rapport aux deux paires de quadrants.

D'autre part, un calcul classique donne :

$$\frac{e'}{e} = \frac{\Gamma\omega\sqrt{R^2 + \Lambda^2\omega^2}}{\sqrt{R^2\omega^2(\Gamma + \gamma)^2 + (\Lambda\Gamma\omega^2 - 1 + \Lambda\gamma\omega^2)^2}} \tag{3}$$

Les 3 équations ci-dessus résolvent le problème, mais il est plus simple d'utiliser une représentation graphique (fig. 4).

La courbe (1) de la figure 4 représente e'^2 en fonction de γ. C'est une droite pour les petites valeurs de e', conformément aux équations (1) et (2). Pour les grandes valeurs de e', γ tend vers γ_e (asymptote vertiicale).

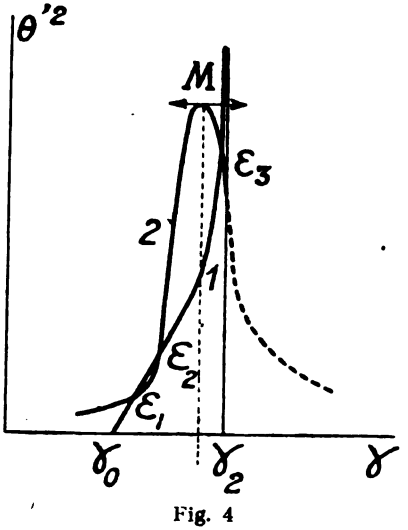


Fig. 4

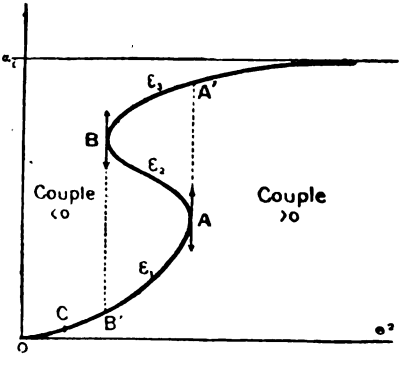


Fig. 5

La courbe (2) de la même figure 4 est la courbe représentative de l'équation (3), c'est une courbe de résonance.

Digitized by Google

Supposons, selon le cas de figure réalisé, que les deux courbes aient 3 points d'intersection ε_1, ε_2 et ε_3. Montrons que ε_1 et ε_2 correspondent à des positions d'équilibre stable, ε_2 à une position d'équilibre instable.

En effet, si nous envisageons un accroissement de e, la courbe (1) reste fixe, mais les ordonnées de la courbe (2) varient proportionnellement à e^2. Il en résulte un accroissement de $\gamma_{\varepsilon 1}$ et $\gamma_{\varepsilon 3}$ randis que $\gamma_{\varepsilon 2}$ décroît.

Les déviations α qui correspondent à des positions d'équilibre de l'aiguille peuvent donc se représenter en fonction de e^2 par une courbe dont la figure 5 donne l'allure.

La portion OA correspond à la solution ε_1, AB à ε_3, le reste à ε_2. Cette courbe partage le plan en deux régions. Sur la courbe, le couple agissant sur l'aiguille (couple électrique + couple de torsion) est nul. A gauche, il est < 0, c'est-à-dire qu'il tend à emmener l'aiguille vers les α décroissants, à droite, il est > 0.

Supposons donc que l'aiguille soit dans une position d'équilibre figurée par le point e de la courbe ε_1. Si, pour une raison ou pour une autre, l'aiguille s'écarte vers les $\alpha > 0$, il en résulte un couple < 0 qui la ramène vers sa position d'équilibre. Cet équilibre est donc stable. Il en serait de même pour ε_3, mais, sur ε_2, l'équilibre est instable.

Il est facile désormais d'expliquer le fonctionnement de l'électromètre. Une variation continue de la capacité A de part et d'autre de la valeur

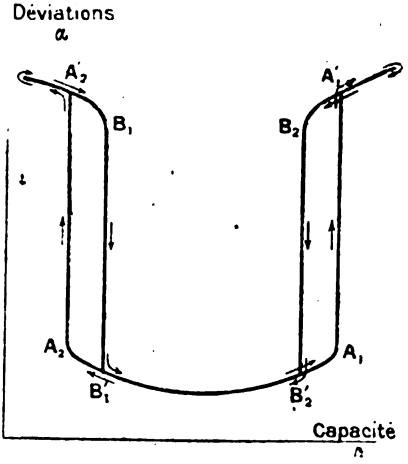


Fig. 6

qui correspond à l'équilibre du pont de Wheatstone a pour effet de faire décroître e^2 jusqu'à 0 (théoriquement du moins, pratiquement jusqu'à

Digitized by Google

une valeur très petite) puis de le faire croître à nouveau. Si la valeur initiale de e^2 est assez grande, le point figuratif de l'équilibre appartient nécessairement à la courbe ε_3. Quand e^2 décroît, le point figuratif de l'équilibre descend la courbe ε_3 vers B. En B doit de prosuire alors une *discontinuité* qui amène le point figuratif en B'. e^2 continuant à décroître, le point figuratif se déplace vers O de façon continue, s'arrête et remonte la courbe ε_1 en s'éloignant de O. Il repasse en B' mais n'a aucune raison d'y subir une discontinuité qui le ramènerait en B. Cette discontinuité n'aura lieu qu'en A et la point figuratif reviendra en A' sur la courbe.

Si nous envisageons maintenant les déviations α de l'électromètre en fonction de la capacité A, nous pourrons traduire le résultat par la courbe de la figure 6. Il faut remarquer que cette courbe présente *quatre* discontinuités.

Application de la méthode. — Observons tout de suite pourquoi le résultat obtenu est remarquable. Une discontinuité correspond à un point de sensibilité infinie, limitée seulement par les raisons de fidélité. On pourra se servir d'un tel point comme d'un point de repère.

Ainsi, proposons-nous de mesurer une petite variation de la capacité A. Un petit condensateur variable, de très petite capacité a, est en dérivation sur A. On fait alors varier lentement a jusqu'à obtenir un bond discontinu du spot, c'est-à-dire que, pour une variation infime de a, le spot se met à parcourir brusquement une longueur considérable de l'échelle, 50 cm ou plus par exemple. On note la valeur a_1 qui correspond à cette discontinuité. Produisons alors la variation à mesurer ΔA de la capacité A. Manœuvrons le condensateur a de façon à retrouver *la même* discontinuité. Soit a_2 la nouvelle valeur de la capacité. On a :

$$\Delta A = a_1 - a_2.$$

Je n'entrerai pas ici dans le calcul des conditions à remplir pour obtenir expérimentalement ces discontinuités (1), mais il est clair qu'une condition essentielle est l'emploi d'une bobine Δ de grosse impédance, de petite résistance R. Il n'est pas facile d'établir des bobines de rendement assez élevé pour obtenir ce résultat et on doit tourner la difficulté en employant une triode auxiliaire qui introduit dans le circuit une résistance négative, qui diminue artificiellement l'amortissement de la bobine de self-induction.

(1) Pour plus de détails, Cf. *Annales de Physique.* Tome IX (1928), p. 460.

Digitized by Google

J'ai fait remarquer que la sensibilité de la méthode était infinie, limitée seulement par des raisons de fidélité. Il ne faut pas perdre de vue que la sensibilité d'une méthode, d'un appareil, n'a aucune valeur quand cette sensibilité est masquée par une infidélité de l'appareil. C'est malheureusement le reproche fondamental qu'il faut adresser aux lampes de T. S. F. en tant qu'organes d'un appareil de mesures ; c'est la raison pour laquelle les lampes n'ont apporté dans le domaine des mesures de laboratoire que des commodités nouvelles mais aucun progrès sérieux ; qu'une dizaine d'expérimentateurs qui mesurent une même constante bien définie, par exemple la constante diélectrique de l'air dans des conditions données, arrivent ainsi à des résultats invraisemblablement discordants ; c'est la raison pour laquelle j'essayais de proposer l'électromètre, type d'appareil fidèle, à la place d'amplificateurs, détecteurs, etc... Mais, si je suis réduit à ajouter une lampe auxiliaire dans mon circuit de mesures, je reperds immédiatement l'avantage escompté. Heureusement il n'en est rien. La lampe auxiliaire dont il est question n'est intéressante que comme appui expérimental de la théorie. Quand il n'y a pas de lampe, quand l'amortissement est trop fort pour que les discontinuités puissent apparaître, il subsiste néanmoins un accroissement considérable de la sensibilité, accroissement d'autant plus fort qu'on s'approche davantage du domaine d'existence des discontinuités.

Je ne ferai pas ici non plus le calcul de la fidélité, mais on obtient facilement, avec les données indiquées plus haut une sensibilité de 10^{-6} au lieu des 6.10^{-4} calculés. Il s'agit là d'une sensibilité effective, sur laquelle on peut compter en toute confiance, que l'infidélité des lampes ne vient pas réduire à des proportions beaucoup plus modestes.

La fidélité de la méthode et, en définitive, sa sensibilité réelle, est d'ailleurs conditionnée par la stabilité des lampes qui *alimentent* le pont et, si on admet avec de nombreux auteurs — qui se font peut-être des illusions — la possibilité de maintenir constante à 10^{-6} près la fréquence d'un circuit oscillant, on pourrait rendre cette méthode 40 fois plus sensible encore ($2{,}5.10^{-8}$) sans être gêné par l'instabilité des lampes.

Ce sont des résultats bien supérieurs à ce que donnent les méthodes de battements.

L. CAGNIARD.

Digitized by Google

A PROPOS DE LA COMMUNICATION DE M. F. BEDEAU SUR LES DIFFÉRENTES MÉTHODES DE DÉTERMINATION DE LA CONDITION D'ENTRETIEN DES OSCILLATIONS DANS LES ÉMETTEURS A LAMPES [1]

par Marius LATOUR.

Dans son intéressante communication, M. F. Bedeau a donné une vue d'ensemble dès différentes méthodes ayant pour but de déterminer les conditions d'auto-excitation des émetteurs à lampes. Concernant la seconde méthode — la lampe envisagée comme relais — au sujet de laquelle M. Bedeau cite la publication de Hull d'avril 1925, je me permets de rappeler que j'ai indiqué cette méthode il y a une dizaine d'années dans une conférence faite à la Société des Electriciens (voir Bulletin S. F. E., 3e série, Tome IX, nº 82). J'avais substitué, pour mon exposé, au montage classique en auto-excitation de la fig. 1, un montage à deux lampes identiques représenté fig. 2 dans lequel une tension u appliquée entre la

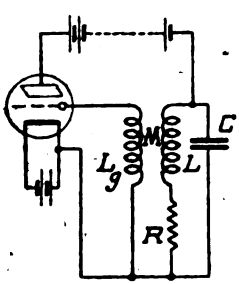


Fig. 1

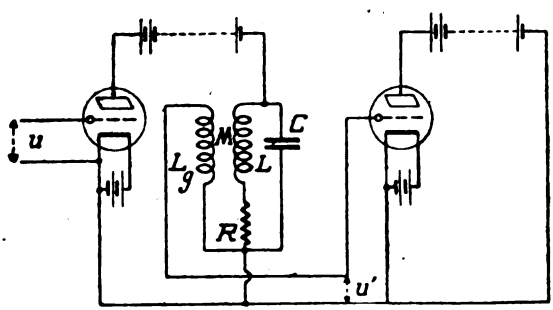


Fig. 2

grille et le filament de la première lampe développe une tension u' entre la grille et le filament de la deuxième lampe. (Je localise, comme M. Bedeau,

(1) *O. E.*, **7**, juillet 1928, p. 265.

Digitized by Google

J'ai fait remarquer que la sensibilité de la méthode était infinie, limitée seulement par des raisons de fidélité. Il ne faut pas perdre de vue que la sensibilité d'une méthode, d'un appareil, n'a aucune valeur quand cette sensibilité est masquée par une infidélité de l'appareil. C'est malheureusement le reproche fondamental qu'il faut adresser aux lampes de T. S. F. en tant qu'organes d'un appareil de mesures ; c'est la raison pour laquelle les lampes n'ont apporté dans le domaine des mesures de laboratoire que des commodités nouvelles mais aucun progrès sérieux ; qu'une dizaine d'expérimentateurs qui mesurent une même constante bien définie, par exemple la constante diélectrique de l'air dans des conditions données, arrivent ainsi à des résultats invraisemblablement discordants ; c'est la raison pour laquelle j'essayais de proposer l'électromètre, type d'appareil fidèle, à la place d'amplificateurs, détecteurs, etc... Mais, si je suis réduit à ajouter une lampe auxiliaire dans mon circuit de mesures, je reperds immédiatement l'avantage escompté. Heureusement il n'en est rien. La lampe auxiliaire dont il est question n'est intéressante que comme appui expérimental de la théorie. Quand il n'y a pas de lampe, quand l'amortissement est trop fort pour que les discontinuités puissent apparaître, il subsiste néanmoins un accroissement considérable de la sensibilité, accroissement d'autant plus fort qu'on s'approche davantage du domaine d'existence des discontinuités.

Je ne ferai pas ici non plus le calcul de la fidélité, mais on obtient facilement, avec les données indiquées plus haut une sensibilité de 10^{-6} au lieu des 6.10^{-4} calculés. Il s'agit là d'une sensibilité effective, sur laquelle on peut compter en toute confiance, que l'infidélité des lampes ne vient pas réduire à des proportions beaucoup plus modestes.

La fidélité de la méthode et, en définitive, sa sensibilité réelle, est d'ailleurs conditionnée par la stabilité des lampes qui *alimentent* le pont et, si on admet avec de nombreux auteurs — qui se font peut-être des illusions — la possibilité de maintenir constante à 10^{-6} près la fréquence d'un circuit oscillant, on pourrait rendre cette méthode 40 fois plus sensible encore ($2{,}5.10^{-8}$) sans être gêné par l'instabilité des lampes.

Ce sont des résultats bien supérieurs à ce que donnent les méthodes de battements.

L. CAGNIARD.

Digitized by Google

A PROPOS DE LA COMMUNICATION DE M. F. BEDEAU SUR LES DIFFÉRENTES MÉTHODES DE DÉTERMINATION DE LA CONDITION D'ENTRETIEN DES OSCILLATIONS DANS LES ÉMETTEURS A LAMPES [1]

par Marius LATOUR.

Dans son intéressante communication, M. F. Bedeau a donné une vue d'ensemble dès différentes méthodes ayant pour but de déterminer les conditions d'auto-excitation des émetteurs à lampes. Concernant la seconde méthode — la lampe envisagée comme relais — au sujet de laquelle M. Bedeau cite la publication de Hull d'avril 1925, je me permets de rappeler que j'ai indiqué cette méthode il y a une dizaine d'années dans une conférence faite à la Société des Electriciens (voir Bulletin S. F. E., 3e série, Tome IX, nº 82). J'avais substitué, pour mon exposé, au montage classique en auto-excitation de la fig. 1, un montage à deux lampes identiques représenté fig. 2 dans lequel une tension u appliquée entre la

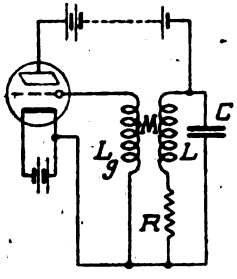


Fig. 1

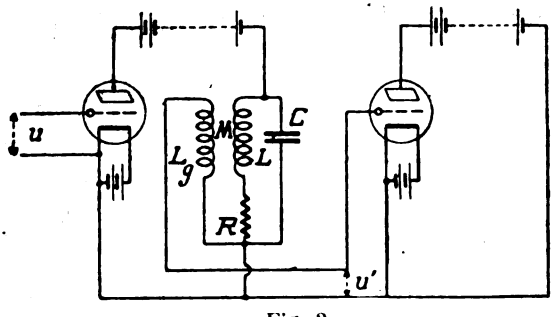


Fig. 2

grille et le filament de la première lampe développe une tension u' entre la grille et le filament de la deuxième lampe. (Je localise, comme M. Bedeau,

(1) *O. E.*, **7**, juillet 1928, p. 265.

Digitized by Google

dans les figures reproduites, la résistance du circuit oscillant dans la branche self). Ainsi que je l'ai exprimé alors : « La possibilité de réaliser l'auto-excitation, c'est-à-dire l'amorçage d'oscillations propres avec la première lampe seule, est manifestement d'avoir des constantes telles que $u' = u$ (en phase et en grandeur) ».

Avec les notations utilisées par M. Bedeau, désignant en outre par L_g le coefficient de self-induction du circuit-grille, par r_g la résistance du circuit grille-filament et en négligeant d'abord la réaction du circuit grille sur le circuit plaque, l'égalité de u' à u (en phase et en grandeur) impose les conditions suivantes :

1° condition d'identité de phase de u' à u :

$$\omega^2 = \frac{1}{CL} \cdot \frac{1 + \frac{R}{\varrho}}{1 + \frac{L_g}{r_g}\left(\frac{R}{L} + \frac{1}{C\varrho}\right)}$$

2° condition d'égalité en grandeur de u' à u :

$$-KM = L + CR\varrho + \frac{L_g}{r_g}\varrho\left(1 + \frac{R}{\varrho} - \omega^2 CL\right)$$

Ainsi que je l'ai signalé à l'époque une petite capacité coupant le circuit grille de façon à rendre négative la réactance de ce circuit peut agir sur la fréquence. Si on désigne par G cette petite capacité, il faut, en effet, substituer à L_g, l'expression $-\left[\frac{1}{G\omega^2} - L_g\right]$ et l'expression de ω^2 devient :

$$\omega^2 = \frac{1}{CL} \cdot \frac{1 + \frac{R}{\varrho} + \frac{1}{r_g G}\left(CR + \frac{L}{\varrho}\right)}{1 + \frac{L_g}{r_g}\left(\frac{R}{L} + \frac{1}{C\varrho}\right)}$$

J'ai également signalé que si l'on tient compte de la réaction du circuit grille sur le circuit oscillant, il apparaît un amortissement supplémentaire qui retarde l'auto-excitation et on peut même imaginer qu'il la rende impossible. La condition 2° deviendrait alors, en réalité :

$$-KM = L + CR\varrho + \frac{L_g}{r_g}\varrho\left(1 + \frac{R}{\varrho} - \omega^2 CL\right) + \frac{M^2\omega^2 C\varrho}{r_g}$$

Ces formules négligent encore les capacités parasites.

MARIUS LATOUR.

Digitized by Google

A la suite de cette note, M. Bedeau nous communique les remarques suivantes :

M. Marius Latour signale dans la note précédente qu'il a recherché la condition limite d'entretien, il y a une dizaine d'années, au moyen du procédé que j'ai désigné sous le nom de « deuxième méthode ». Il est bien certain que l'idée directive du calcul n'est pas nouvelle et dans une note, j'avais indiqué que M. Gutton avait utilisé le même procédé que celui qui mène à la formule rencontrée dans un article de Hull concernant la lampe à écran ; mais la présentation de Hull m'avait paru assez élégante pour mériter d'être indiquée et généralisée. Je m'excuse naturellement auprès de M. Marius Latour de n'avoir pas signalé son travail.

Je profite de l'occasion qui m'est donnée pour insister sur le fait que du point de vue mathématique la méthode de MM. Blondel et Lavauchy est la seule satisfaisante.

A la fin de mon article j'avais étudié l'amplificateur à résonance comportant des lampes à écran, en admettant les hypothèses simplificatrices adoptées par Hull ; on arrivait à la conclusion que pour éviter l'accrochage il fallait satisfaire à la condition :

$$\mu < \frac{1}{C\omega R}$$

μ désignant le coefficient d'amplification d'un étage, C la capacité grille plaque, R l'impédance purement ohmique d'un circuit bouchon accordé. Mais l'étude complète de Beatty montre que, contrairement à ce qu'il m'avait semblé à une première lecture, le calcul exact ne donne pas le même résultat ; à la condition précédente il faut substituer :

$$\mu < \frac{2}{C\omega R}$$

Cette question étant de toute première importance aujourd'hui puisque l'on tend de plus en plus à utiliser des lampes à écran dans les amplificateurs à résonance, je donnerai prochainement un aperçu de la méthode de Beatty.

F. BEDEAU.

Digitized by Google

L'ÉCLIPSE DU SOLEIL DU 9 MAI 1929

L'année 1929 sera particulièrement favorable pour tous ceux qui s'occupent de la physique solaire. Au printemps aura lieu une éclipse totale dont la durée (plusieurs minutes en certains points) permettra certainement, si les circonstances climatériques s'y prêtent, des observations fort intéressantes.

L'éclipse totale commencera le 9 mai à 4 h. 29'0" Greenwich par 34°47' de longitude Est et 36°43' de latitude Sud pour finir à 8 h. 47'7" Greenwich par 141°16' de longitude Est et 10°13' de latitude Nord.

Elle sera donc visible dans l'Afrique du Sud, l'Océan Indien, le Sud-Est de l'Asie, la Malaisie, la moitié Nord de l'Australie et l'Ouest du Pacifique. Plusieurs pays étrangers ont organisé des missions pour observer cette éclipse. C'est ainsi qu'à Sumatra, aux Philippines et dans la presqu'île de Malacca se rendront des astronomes anglais, allemands et hollandais. La France, comme bien on le pense, n'est pas restée à l'écart de ce mouvement scientifique. Sur l'initiative de notre Bureau des Longitudes, une mission a été organisée, mission à laquelle non seulement le gouvernement français mais le gouvernement de l'Indochine ont accordé leur appui financier et matériel.

Mais à notre époque, les éclipses de soleil n'intéressent pas uniquement les astronomes, elles présentent un grand intérêt pour tous les radiotélégraphistes qui s'intéressent aux phénomènes de la propagation des ondes. Ils trouvent là une excellente occasion pour étudier l'action du soleil sur cette propagation.

On sait du reste que dès le début de la télégraphie sans fil on a constaté que les éclipses de soleil avaient une influence considérable sur la portée des postes radiotélégraphiques de même du reste que le passage du jour à la nuit.

De nombreuses hypothèses ont été faites pour expliquer ces particularités, mais on peut espérer que grâce aux mesures précises que permettent aujourd'hui les progrès de la technique radiotélégraphique, il sera permis au cours des éclipses de mettre en évidence certains faits susceptibles de permettre de décider entre ces diverses hypothèses.

Aussi à l'instigation de Monsieur le Général Ferrié, Président du

Digitized by Google

Comité Français de Radiotélégraphie Scientifique (1), le Bureau des Longitudes a-t-il décidé d'adjoindre aux astronomes un certain nombre de radiotélégraphistes qui procèderont à diverses expériences.

Nous voudrions dire quelques mots du programme établi par notre mission, nous étendant bien entendu sur la partie de ce programme qui se rapporte à la radiotélégraphie.

Nous dirons tout d'abord que notre mission ira s'établir dans l'île de Poulo Condore qui dépend de la colonie française de l'Indochine ou plus exactement sur l'îlot volcanique de Baïkam situé à 5 kilomètres de Poulo-Condore. La totalité de l'éclipse aura lieu vers 13 h. 30 de l'heure locale, dans de bonnes conditions pour être observées par conséquent si la nébulosité du ciel ne vient pas gêner les observations.

La mission française arrivera à Poulo-Condore plus d'un mois d'avance, et trouvera pour s'abriter à Baïkam des baraquements préparés pour le service géographique de l'Indochine. Le temps ne manquera donc pas pour la mise en station des appareils, opération qui sera facilitée par ce fait que le Ministère de la Marine a mis à la disposition des observateurs un des avisos stationnaires de l'Indochine qui assurera leur transport et leur ravitaillement. Nous allons maintenant donner quelques détails sur les diverses observations astronomiques qui doivent être exécutées :

Les éclipses de soleil se prêtent à la vérification de l'effet Einstein. On sait qu'une des conséquences du principe de relativité établi par le physicien allemand est la suivante : Un rayon lumineux venu d'une étoile serait dévié de la ligne droite en passant dans le champ de gravitation solaire de sorte qu'une étoile vue de la terre au voisinage du soleil se trouverait éloignée de ce dernier. La vérification de l'existence d'une déviation du rayon lumineux ayant une grandeur égale à celle que l'on peut calculer constitue l'experimentum crucis de la théorie de la relativité.

Malheureusement, il est impossible en plein jour d'axaminer les étoiles voisines du soleil. Au contraire ceci est facile lorsque le disque solaire étant occulté par la lune le seul rayonnement est celui de la couronne.

A deux reprises différentes, au cours d'éclipses des vérifications de cette déviation de la lumière ont été tentées. Mais depuis 1919 aucune éclipse ne s'est présentée dans les conditions très favorables, les unes

(1) Les astronomes de la mission française sont M. Danjon, Bosler, Rougier, Lallemand et Galissot ; les radiotélégraphistes : le Capitaine de Corvette Talon et l'Ingénieur Galle du Laboratoire National de Radioélectricité.

Digitized by Google

étaient de trop courte durée, d'autres se produisaient dans des régions du ciel peu riches en études. Aussi les observations faites tout en mettant en effet en évidence une déviation apparente des étoiles n'ont pas permis d'affirmer que cette déviation fut de l'ordre de grandeur de celle que la théorie faisait prévoir.

Les circonstances de l'éclipse du 9 mai sont au contraire très favorables et on peut espérer que les représentants de l'Observatoire de Strasbourg qui ont assumé l'exécution de cette partie du programme arriveront à des conclusions intéressantes. Des recherches spectroscopiques seront également exécutées sur la couronne solaire dont la composition est mal connue.

On avait cru au cours de certaines éclipses mettre en évidence dans le spectre coronal, une raie verte non identifiée et qu'on avait attribuée à un élément nouveau « le coronium ». Mais en d'autres circonstances cette raie verte n'a pas été retrouvée alors qu'on constatait la présence d'une raie rouge également non identifiée.

On conçoit l'intérêt qu'il y a à posséder de bonnes photographies du spectre de la couronne solaire et la longue durée de l'éclipse du 9 mai se prête particulièrement à la nécessité de semblables clichés.

Des mesures photométriques soit visuelles soit photo-électriques du rayonnement de la couronne sont également envisagées.

Nous allons maintenant donner de plus amples détails sur les études prévues au point de vue de la propagation des ondes radiotélégraphiques.

On sait que toutes les théories actuelles ont un point commun : l'intervention d'une couche ionisée dans la haute atmosphère. Comment intervient cette couche. Produit-elle un mirage ou une réflexion. Cette réflexion est-elle vitreuse ou métallique. Autant de points d'interrogation.

On est également mal fixé sur la nature de cette couche. Tout ce que l'on peut dire c'est que sa hauteur apparente semble varier rapidement au moment du passage du jour à la nuit, résultat expérimental qui semble en contradiction avec les idées qu'on se fait de sa formation. On comprend que dans ces conditions, la diminution rapide de l'activité solaire qu'entraîne l'éclipse réalise des conditions expérimentales excellentes pour l'étude de ces variations de hauteur apparente.

C'est donc sur l'étude de cette couche ou de ces couches (puisque d'après certaines expériences, plusieurs couches superposées entreraient en jeu) que se porteront principalement les efforts des radiotélégraphistes français envoyés en mission à Baïkam.

Digitized by Google

Plusieurs procédés expérimentaux seront employés. L'un d'eux consistera à observer les échos d'émissions très brèves. On utilisera un mode préparatoire indiqué par le Général Ferrié à la dernière Assemblée générale de l'U. R. S. I. Un poste à lampes à ondes courtes sera modulé par des points très brefs produits par les oscillations de relaxation d'un tube au néon. On obtient aussi des tops dont la durée est de l'ordre du dix-millième de seconde. Ces émissions faites à quelques kilomètres de l'îlot de Baïkam seront enregistrées photographiquement sur un oscillographe, ou étudiée au moyen d'un dispositif spécial signalé également par le Général Ferrié dans sa communication à l'U. R. S. I. et que le manque de place nous empêche de décrire ici. Les émissions seront effectuées sur deux ondes différentes (approximativement 30 et 40 mètres) par deux postes l'un situé à Poùlo-Condore, l'autre sur l'aviso mis à la disposition de la mission et qui se transportera à quelques kilomètres de Baïkam.

Ces émissions seront bien entendu effectuées non seulement le jour de l'éclipse, mais les jours précédents. On profitera de ces expériences préliminaires pour chercher à vérifier certaines théories d'après lesquelles la hauteur de la couche réfléchissante varie avec la longueur d'onde.

Pour éliminer des variations rapides souvent constatées de la couche réfléchissante, l'un des postes sera équipé pour pouvoir passer rapidement d'une longueur d'onde à une autre et on fera alterner aussi rapidement que possible les émissions de tops brefs sur l'une ou l'autre fréquence.

La méthode classique d'Appleton pour la mesure de la hauteur apparente de la couche ionisée n'a pas été oubliée et il a été prévu que les services radiotélégraphiques de l'Indochine chercheront à mettre en œuvre cette méthode en utilisant les émissions de postes locaux opérant sur des longueurs d'onde d'environ 300 mètres. La mesure du champ des émissions lointaines est également susceptible de fournir des résultats intéressants.

Grâce à l'obligeance de Monsieur Van der Pol, des émissions spéciales ont été organisées par le poste d'Eindhoven qui, les 7, 8, 9 et 10 nous passera sur une longueur de 31,3 mètres de 2 h. 45 à 9 h. 20 Greenwich un trait continu interrompu tous les quarts d'heure pour l'émission de son indicatif P. C. J. Le champ de cette émission sera évalué à Baïkam avec un dispositif étudié spécialement par MM. Mesny et David.

Quand nous aurons dit que la mission disposera d'un enregistreur de parasites système Bureau nous aurons épuisé l'exposé du programme, bien chargé comme on le voit, de nos représentants à Baïkam. L'étude de la transmission des ondes forme aujourd'hui un paragraphe de la physi-

Digitized by Google

que du globe, mais les autres paragraphes n'ont point été oubliés en la circonstance.

Un certain nombre de phénomènes qu'étudie cette branche spéciale de la physique sont évidemment en relation avec l'activité solaire, leur étude au moment des éclipses présente un certain intérêt et malheureusement peu d'observations ont été faites sur ce sujet.

A la demande de Monsieur Maurain, Directeur de l'Institut de Physique du Globe, les deux radiotélégraphistes membres de la mission emporteront avec eux un certain nombre d'appareils enregistreurs qui permettront de suivre au cours de l'éclipse les variations du champ magnétique terrestre, de sa déclinaison, du gradient de potentiel, de la conductibilité atmosphérique.

Comme on le voit la science française a fait tous ses efforts pour profiter de l'occasion particulièrement favorable qui s'offrait pour elle de progresser et nous ne pouvons souhaiter qu'une chose, c'est que les conditions météorologiques ne viennent pas contrarier les travaux de notre mission.

Digitized by Google

L'ABSORPTION DES ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES AU-DESSUS DES FORÊTS

par Albert NODON

SOMMAIRE. — On constate que le voisinage des forêts provoque un affaiblissement très sensible dans l'intensité des transmissions électromagnétiques. Les forêts tropicales produisent une absorption à peu près totale des ondes hertziennes. Il semble que l'on puisse expliquer ces causes d'affaiblissement par l'état d'ionisation des couches atmosphériques entourant les forêts ; cette ionisation étant due à une radioactivité des plantes qui varie suivant les essences et le degré d'activité solaire.

Il résulte de récentes recherches faites en Angleterre par M. Barfieldt (R. H., *Journal of Institution of Electrical Engineers*. — Février, 1928, t. LXVI) que l'absorption des ondes électromagnétiques est beaucoup plus considérable au-dessus des régions boisées que dans les autres régions.

M. Barfield a en outre constaté que l'absorption forestière était de 30 % plus considérable en été qu'en hiver. On sait du reste depuis longtemps déjà que la portée des postes situés au voisinage de grandes étendues forestières, était très affaiblie. Donnons comme exemple de ce fait, le poste de Mont-de-Marsan situé au voisinage immédiat de la forêt landaise ; poste qu'on ne peut entendre qu'à de faibles distances. Il en est de même du poste Bordeaux-Lafayette, qui cesse d'être audible au-dessus des régions recouvertes de pignadars. On sait du reste que les pins maritimes, ainsi que tous les autres conifères, conservent leur feuillage en toutes saisons, ce qui explique leur action sensiblement constante de l'été à l'hiver.

On peut également attribuer les grandes difficultés rencontrées dans les tentatives de communications radioélectriques dans le continent africain, à la présence d'immenses forêts tropicales dans ces régions.

Les communications restent relativement aisées dans les parties désertiques de l'Afrique, telles que le Sahara ; mais elles deviennent presque impraticables dans les régions boisées entourant le continent.

Ces phénomènes présentent on doit l'avouer, une réelle importance à une époque telle que la nôtre, où les communications radiophoniques prennent un essor de plus en plus rapide. Il est donc intéressant de rechercher la cause de ces troubles, afin d'y trouver le remède.

Nous avons pensé qu'on pourrait peut-être donner une explication

Digitized by Google

plausible des faits précédents, par les phénomènes d'ionisation provoqués par le feuillage des arbres ; phénomènes dont nous avions commencé l'étude dès 1923. Ces recherches furent l'objet de diverses communications à l'Académie des Sciences et dans diverses revues scientifiques.

On constate, en effet que le feuillage des arbres est le siège d'une radioactivité et d'une émission d'ions, qui est de l'ordre du dixième de celle de l'uranium. Cette radioactivité qui ne paraît due que pour une très faible part aux sels de potassium renfermés dans les plantes, varie du reste suivant la nature des essences et elle est sensiblement plus élevée à l'époque de la floraison ; elle augmente également sous l'action des radiations solaires, et diminue pendant la nuit.

Il paraîtrait résulter de ces faits qu'il existe au milieu et autour des forêts, une atmosphère constamment ionisée, bonne conductrice de l'électricité.

On sait d'autre part, que les ondes hertziennes qui pénètrent dans une atmosphère conductrice subissent une absorption presque complète ; et que celles qui circulent à sa surface, y subissent des réflexions qui les rejettent hors de leur direction primitive.

Il en résulte que les ondes hertziennes qui passent au-dessus d'une forêt, doivent subir un affaiblissement proportionnel à l'importance de l'ionisation de l'atmosphère entourant cette forêt. L'absorption hertzienne serait donc fonction directe de l'importance des forêts ; l'action serait plus grande en été qu'en hiver dans nos régions, parce que les feuilles jouent un rôle important dans ces phénomènes, ainsi que la floraison. L'influence solaire, en accroissant la radioactivité des plantes, augmenterait également l'action pendant l'été.

Pour des raisons semblables, l'absorption devrait être très importante au-dessus des forêts tropicales, dont l'étendue est souvent considérable, et dont les feuillages touffus présentent une vigueur particulière, en toutes saisons, car la chute des feuilles est à peu près inconnue dans ces régions. L'importance de l'action du soleil des tropiques, vient encore accroître les effets d'ionisation pendant le jour.

En résumé, les forêts paraissent constituer un grand obstacle aux communications radioélectriques, et il serait probablement nécessaire d'adopter dans leur voisinage, des dispositifs spéciaux dans l'émission et la captation des ondes. Les antennes devraient probablement être placées à une hauteur suffisante, pour échapper à l'action de l'atmosphère conductrice entourant les forêts.

ALBERT NODON.

Digitized by Google

NOUVELLES CARTES AÉRIENNES POUR L'EMPLOI DE LA T. S. F. EN NAVIGATION [1]

par M. Louis KAHN,

Ingénieur du Génie Maritime.

SOMMAIRE. — L'auteur communique divers perfectionnements aux cartes qui facilitent l'utilisation de la T. S. F. pour la navigation. Ils sont surtout conçus en vue de la navigation aérienne.

Pour se situer, il faut pouvoir reporter les relèvements des radiophares ou des postes radiogoniométriques, opération aujourd'hui malaisée parce que les cartes ne sont pas faites pour donner simplement le trajet d'une onde hertzienne, c'est-à-dire les grands cercles terrestres.

Or les cartes proposées et étudiées, à l'origine, pour choisir à vue et suivre les itinéraires les plus courts, donnent les grands cercles par des droites, avec une très grande approximation, et elles sont en outre conformes, c'est-à-dire qu'elles permettent de mesurer les angles sans altération. On reporte donc les relèvements à la règle et au rapporteur.

En outre ces cartes ont été appliquées à la détermination du point astronomique. L'expérimentation en vol a montré quelle simplification apporterait à la détermination de la position observée de l'astre, l'envoi permanent par T. S. F. d'une heure liée à la rotation des étoiles fixes au lieu d'une émission discontinue, qu'imposait la non-sélectivité des ondes à l'origine. La détermination du lieu de position se ferait alors sans aucun calcul et sans aucune table.

Tous ces perfectionnements permettraient d'abord de réduire le parcours de l'avion pendant qu'on fait les calculs nécessaires à l'utilisation des observations, ensuite d'éviter la fatigue des équipages et les erreurs, et surtout de faire pénétrer la T. S. F., et les méthodes classiques de navigation dans la pratique courante, seul moyen de perfectionner les méthodes et les instruments.

Les ondes servent aujourd'hui couramment à la pratique de la navigation maritime. A côté de la radiogoniométrie, utilisée pour déterminer la position d'un navire on peut s'attendre à voir se développer la radiodirection dont M. Busignies (2) et M. Franck (3) ont décrit dans la présente revue les modalités et les perspectives.

Cependant on doit reconnaître qu'elles n'ont pas encore, surtout en navigation aérienne, la place qui leur revient. Une des raisons principales est que le navigateur aérien est très mal outillé pour utiliser une obser-

(1) Communication faite à la S. A. T. S. F., le 18 décembre 1928.
(2) *L'Onde Electrique*, **6**, Juillet 1927, p. 277.
(3) — — , **7**, Mars 1928, p. 109.

Digitized by Google

plausible des faits précédents, par les phénomènes d'ionisation provoqués par le feuillage des arbres ; phénomènes dont nous avions commencé l'étude dès 1923. Ces recherches furent l'objet de diverses communications à l'Académie des Sciences et dans diverses revues scientifiques.

On constate, en effet que le feuillage des arbres est le siège d'une radioactivité et d'une émission d'ions, qui est de l'ordre du dixième de celle de l'uranium. Cette radioactivité qui ne paraît due que pour une très faible part aux sels de potassium renfermés dans les plantes, varie du reste suivant la nature des essences et elle est sensiblement plus élevée à l'époque de la floraison ; elle augmente également sous l'action des radiations solaires, et diminue pendant la nuit.

Il paraîtrait résulter de ces faits qu'il existe au milieu et autour des forêts, une atmosphère constamment ionisée, bonne conductrice de l'électricité.

On sait d'autre part, que les ondes hertziennes qui pénètrent dans une atmosphère conductrice subissent une absorption presque complète ; et que celles qui circulent à sa surface, y subissent des réflexions qui les rejettent hors de leur direction primitive.

Il en résulte que les ondes hertziennes qui passent au-dessus d'une forêt, doivent subir un affaiblissement proportionnel à l'importance de l'ionisation de l'atmosphère entourant cette forêt. L'absorption hertzienne serait donc fonction directe de l'importance des forêts ; l'action serait plus grande en été qu'en hiver dans nos régions, parce que les feuilles jouent un rôle important dans ces phénomènes, ainsi que la floraison. L'influence solaire, en accroissant la radioactivité des plantes, augmenterait également l'action pendant l'été.

Pour des raisons semblables, l'absorption devrait être très importante au-dessus des forêts tropicales, dont l'étendue est souvent considérable, et dont les feuillages touffus présentent une vigueur particulière, en toutes saisons, car la chute des feuilles est à peu près inconnue dans ces régions. L'importance de l'action du soleil des tropiques, vient encore accroître les effets d'ionisation pendant le jour.

En résumé, les forêts paraissent constituer un grand obstacle aux communications radioélectriques, et il serait probablement nécessaire d'adopter dans leur voisinage, des dispositifs spéciaux dans l'émission et la captation des ondes. Les antennes devraient probablement être placées à une hauteur suffisante, pour échapper à l'action de l'atmosphère conductrice entourant les forêts.

ALBERT NODON.

Digitized by Google

NOUVELLES CARTES AÉRIENNES POUR L'EMPLOI DE LA T. S. F. EN NAVIGATION [1]

par M. Louis KAHN,

Ingénieur du Génie Maritime.

SOMMAIRE. — L'auteur communique divers perfectionnements aux cartes qui facilitent l'utilisation de la T. S. F. pour la navigation. Ils sont surtout conçus en vue de la navigation aérienne.

Pour se situer, il faut pouvoir reporter les relèvements des radiophares ou des postes radiogoniométriques, opération aujourd'hui malaisée parce que les cartes ne sont pas faites pour donner simplement le trajet d'une onde hertzienne, c'est-à-dire les grands cercles terrestres.

Or les cartes proposées et étudiées, à l'origine, pour choisir à vue et suivre les itinéraires les plus courts, donnent les grands cercles par des droites, avec une très grande approximation, et elles sont en outre conformes, c'est-à-dire qu'elles permettent de mesurer les angles sans altération. On reporte donc les relèvements à la règle et au rapporteur.

En outre ces cartes ont été appliquées à la détermination du point astronomique. L'expérimentation en vol a montré quelle simplification apporterait à la détermination de la position observée de l'astre, l'envoi permanent par T. S. F. d'une heure liée à la rotation des étoiles fixes au lieu d'une émission discontinue, qu'imposait la non-sélectivité des ondes à l'origine. La détermination du lieu de position se ferait alors sans aucun calcul et sans aucune table.

Tous ces perfectionnements permettraient d'abord de réduire le parcours de l'avion pendant qu'on fait les calculs nécessaires à l'utilisation des observations, ensuite d'éviter la fatigue des équipages et les erreurs, et surtout de faire pénétrer la T. S. F., et les méthodes classiques de navigation dans la pratique courante, seul moyen de perfectionner les méthodes et les instruments.

Les ondes servent aujourd'hui couramment à la pratique de la navigation maritime. A côté de la radiogoniométrie, utilisée pour déterminer la position d'un navire on peut s'attendre à voir se développer la radiodirection dont M. Busignies (2) et M. Franck (3) ont décrit dans la présente revue les modalités et les perspectives.

Cependant on doit reconnaître qu'elles n'ont pas encore, surtout en navigation aérienne, la place qui leur revient. Une des raisons principales est que le navigateur aérien est très mal outillé pour utiliser une obser-

(1) Communication faite à la S. A. T. S. F., le 18 décembre 1928.
(2) *L'Onde Electrique*, **6**, Juillet 1927, p. 277.
(3) — — , **7**, Mars 1928, p. 109.

Digitized by Google

vation radiogoniométrique, les cartes habituelles ne représentent pas, en effet, sous une forme simple le trajet des rayons hertziens. On objectera que les radiophares permettent de se diriger sur une station sans savoir où l'on se trouve. On ne peut cependant se dispenser de connaître sa position à cause de l'avarie possible du radiophare ou du radiocompas, du contournement des obstacles naturels, enfin, surtout en mer, il faut pouvoir indiquer un lieu d'amerrissage fortuit. Radiocompas et radiogoniomètres se complètent.

Cette étude a pour objet le problème d'utilisation des observations radiogoniométriques par le navigateur, c'est-à-dire le problème cartographique.

L'orthodromie sur la carte de Mercator. — Les solutions gnomoniques. — Le calque de Fave.

Que la carte marine (fig. 1), conçue par Mercator en 1569, au moment des grands voyages à la boussole, ne donne pas à la lecture directe l'arc de grand cercle c'est là un fait bien connu de ceux qui s'en servent. Elle n'a d'ailleurs pas été faite pour cela mais pour donner une image rectiligne de la loxodrome.

FIG. 1. — Reproduction du « planisphère pour la détermination des routes orthodromiques » édité en 1920 par le service Hydrographique de la Marine pour servir de fond au calque de Favé.

Le grand cercle est représenté par une courbe présentant un point d'inflexion sur l'Equateur et d'autant plus courbe qu'on s'en éloigne

Digitized by Google

davantage (fig. 2). D'où la nécessité de calculer les grands cercles par des formules de trigonométrie sphérique, non seulement pour le choix des itinéraires, mais aussi pour la T. S. F. C'est là une solution impraticable

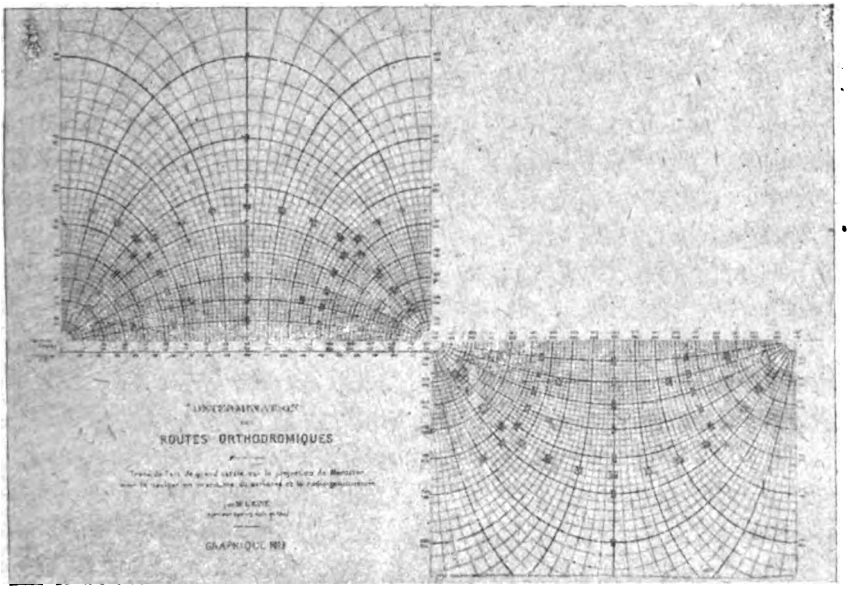


FIG. 2. — Calque de Favé.

Les courbes rayonnantes sont des images des grands cercles sur un planisphère de Mercator. En réalité, ils ont tous la même longueur. Les courbes concentriques qui sont leurs trajectoires orthogonales servent à mesurer les distances. Ce sont les courbes de hauteur.

à bord d'un avion. Aussi devant la longueur des calculs, le navigateur a cherché bien avant la naissance de la T. S. F. à simplifier la recherche de l'arc de grand cercle.

On peut dire que la base de ces efforts c'est la projection gnomonique. Projetons la surface de la terre sur un plan en prenant comme point de vue le centre de la terre. Comme les grands cercles sont des plans qui contiennent le point de vue ils se projettent suivant des droites.

Le grand cercle passant par deux points est représenté par la droite qui les joint.

Si l'on projette sur un plan parallèle à l'axe des pôles on a la carte d'Hilleret (fig. 3), en projetant sur le plan tangent au pôle on a les cartes de Germain ou de Gernez qui ont été dressées à l'origine pour la détermination des itinéraires. Mais ces cartes ont l'inconvénient de ne pas conserver les angles. Sur les cartes d'Hilleret par exemple les angles des paral-

Digitized by Google

lèles et des méridiens qui sont des angles droits, se projettent vers les coins de la carte suivant des angles de 30°.

Sur ces cartes on peut tracer directement l'orthodromie, c'est pour porter un angle qu'il faut faire des calculs, et les échelles variant autour

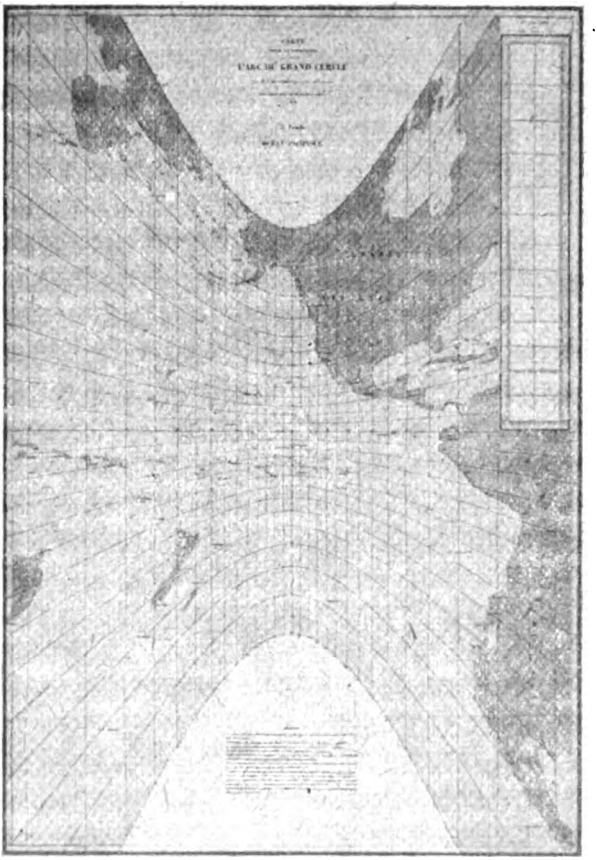


FIG. 3. — Carte d'Hilleret (Service hydrographique de la Marine).

d'un point suivant les directions il est extrêmement difficile de suivre les distances parcourues.

Le report d'une observation radiogoniométrique n'est pas simple puisque le navigateur ne peut reporter le gisement du poste écouté, en vraie grandeur. Il faut le corriger d'une quantité qu'on ignore puisqu'elle dépend de la position inconnue. Il faut tâtonner et utiliser des tables de correction. Aussi, en navigation se sert-on surtout de ces cartes comme

Digitized by Google

nomogrammes : le trajet étant tracé on le reporte point par point sur la carte de Mercator où on peut lire les caps successifs.

En somme on a toujours recours au planisphère de Mercator. Il est alors plus simple d'utiliser le calque construit par Favé en 1921 (fig. 2). Il repose sur ce que les images des grands cercles ne dépendent que de l'angle du grand cercle avec l'Equateur. On peut donc les tracer une fois pour toutes et voir celle qui convient pour joindre deux points.

En radiogoniométrie, ce calque peut être utilisé pour reporter la direction suivant laquelle on entend un avion d'une station connue. On fait glisser le calque le long de l'Equateur jusqu'à ce que le grand cercle passant par la station ait pour tangente en ce point la direction d'écoute. En opérant de même d'une seconde station, l'avion doit se trouver à l'intersection des deux grands cercles, l'opération est simple et rapide, le seul inconvénient est la dimension du calque qui serait nécessaire pour avoir une précision suffisante.

La difficulté est plus grande si c'est l'avion qui écoute des émissions des postes à terre. Il faut tracer sur la carte des réseaux de droites parallèles aux directions d'écoute. Les points où les grands cercles passant par une station sont tangents à une direction d'écoute donne sur la carte un lieu de position. La seconde station donne un second lieu, l'avion se trouve à l'intersection de ces deux courbes.

Il faut faire glisser un calque encombrant sur la carte, tracer des réseaux de courbes, puis les lieux.

Il semble bien que si la navigation radiogoniométrique, indispensable en aviation, n'est pas utilisée couramment ce soit à cause de son auxiliaire, la carte.

Cependant je vais montrer que les solutions deviennent simples, dès qu'on renonce à la propriété essentielle de la carte marine, avoir un canevas exceptionnellement facile à construire.

Solution proposée. — Changement d'axe sur la carte réduite.

Tout d'abord, il est essentiel de conserver la conformité de la carte. C'est une condition avec laquelle on peut transiger quand on se propose de représenter une faible partie de la terre, par exemple dans les cartes à grande échelle comme la carte d'état major. Pour une petite zône on peut par exemple confondre la terre et sa projection sur le plan tangent,

Digitized by Google

au voisinage du point de contact. Mais à 90° du point de contact, tous les angles quels qu'ils soient auront une projection nulle et elle sera déjà fortement altérée bien avant cette distance. De telles cartes ne permettent donc aucune des opérations nécessaires à la navigation, et dès qu'on s'écarte du centre, elles ne donnent plus une image fidèle des lieux représentés.

Voici alors la solution proposée :

Supposons qu'il s'agisse d'opérer sur un itinéraire, la route des Indes par exemple entre Paris et Melbourne. Considérons le cylindre circonscrit à la sphère le long du grand cercle Paris-Melbourne. Si on développe ce cylindre sur un plan, ce grand cercle deviendra une droite. L'échelle sera constante tout le long de la route, et nous aurons au moins une orthodromie qui sera une droite. Pour avoir une solution conforme, nous adopterons pour loi de correspondance entre les points de la sphère et les points du cylindre la même loi que sur les planisphères. On pourrait d'ailleurs démontrer qu'aucune autre loi ne convient, dès que l'on admet la constance de l'échelle sur l'axe et la correspondance des génératrices du cylindre avec les grands cercles normaux à l'axe.

On obtient alors la figure 4.

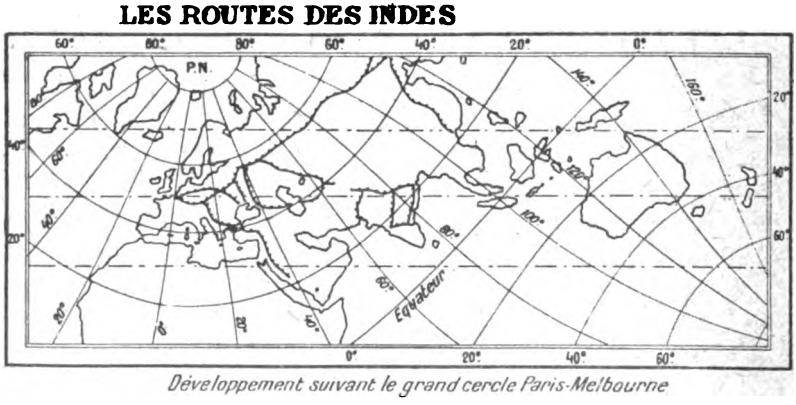


Fig. 4. — La route des Indes dans la nouvelle projection (Reproduction d'une maquette au 1/200.000.000.
Les traits mixtes représentent l'axe de la carte, et les limites à 15° de l'axe. Remarquer que dans ces limites les méridiens paraissent rectilignes.

Au lieu d'envoyer à l'infini les pôles géographiques, nous avons envoyé à l'infini les deux pôles du grand cercle Paris-Melbourne, c'est-à-dire les deux points de la terre qui sont les plus éloignés de ce cercle. L'un est

Digitized by Google

vers le cap de Bonne-Espérance, l'autre dans la mer de Behring. Nous ne nous en soucions pas puisque nous nous occupons de Paris-Melbourne.

Que deviennent les grands cercles ?

Nous pouvons prévoir qu'ils seront peu différents de droites dans la région de la carte qui nous intéresse puisque celui que nous avons pris comme axe est devenu une droite rigoureusement. Et de fait on démontre que tous les grands cercles qu'on peut tracer sur la sphère ont un point d'inflexion au point où ils coupent l'axe, c'est-à-dire que leur rayon de courbure est infini.

Cela apparaissait déjà sur le calque de FAVÉ. On peut remarquer ici que tous les méridiens, qui sont des grands cercles, diffèrent très peu de droites dans toute la bande médiane de la carte. Nous préciserons tout à l'heure la zône dans laquelle on peut considérer que la droite qui joint deux points peut être prise comme route la plus courte entre ces deux points.

En somme l'opération que nous avons faite est très simple. Nous avons pris sur la sphère une bande autout du grand cercle Paris-Melbourne, nous l'avons ouverte et développée sur le plan, en la déformant pour la rendre applicable, mais la loi de déformation a été choisie pour que le grand cercle ne soit ni étiré, ni tordu, et pour que sur toute la bande les angles soient conservés.

Nous obtenons ainsi une bande qui est une représentation de la terre aussi fidèle que la bande d'un planisphère voisine de l'équateur.

Nous allons voir que pour les applications que nous avons en vue, la largeur de la bande peut aller jusqu'à 15° de l'axe, de chaque côté, c'est-à-dire, qu'on peut s'en servir pour couvrir un zône étendue en longueur à toute la circonférence terrestre et en largeur à 30° soit 3.333 km. environ.

Chercher dans quelle limite cette carte est orthodromique, c'est chercher de combien on allonge la route en suivant la droite qui joint deux points, au lieu de suivre l'orthodromie véritable. Il est facile de se rendre compte que c'est en se déplaçant parallèlement à l'axe que l'on allongera le plus la route. Si au contraire on se déplace normalement à l'axe on ne commet aucune erreur.

Supposons qu'elle soit parallèle à l'axe et à 700 km. de lui. Pour une distance de 5.000 km, on allongera la route de 3.560 mètres soit 0, 07 %. Pour que l'allongement atteigne 1 % il faudrait que la route soit de 10.000 km. précisément à 15° de l'axe. Nous sommes donc très modérés en restant dans des limites aussi étroites.

Digitized by Google

Nous allons voir que c'est aussi dans ces limites qu'on peut regarder la carte comme applicable à la radiogoniométrie sans aucune correction.

Le problème est ici délicat. Il s'agit de savoir quelle erreur on commet sur le relèvement en le reportant par une droite, et non par l'arc de grand cercle, et il faudra limiter la carte de telle façon que cette erreur reste une fraction seulement de l'angle d'incertitude dans la mesure des relèvements.

Voici les résultats :

On trouve que l'erreur s'annule 4 fois dans le tour d'horizon et que si la distance est de 5° d'arc l'erreur maxima est de 3 minutes d'angle.

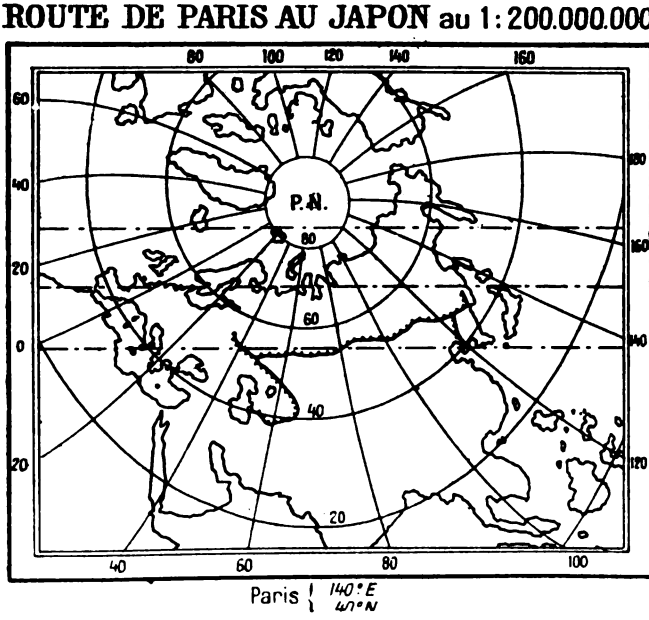


Fig. 5. — De Paris au Japon. — Reproduction d'une maquette au 1 /200.000.000.

Elle est de 8'30" pour 10° soit 1.111 km., de 18' pour 15°, cette dernière erreur correspond à 12 km d'incertitude, alors que le relèvement ne permet de se situer à cette distance qu'à environ 100 km près. Sur des distances plus rapprochées par exemple Paris-Londres, l'erreur est bien plus faible, 2' pour 375 km, soit 212 mètres alors que la précision du relèvement donnerait à peu près 6 km. L'erreur de la carte est plus petite que le trajet de l'avion pendant la durée de l'émission.

Ces chiffres complètent (1) ceux que j'ai donnés dans une communi-

(1) Je dois d'avoir eu à compléter ces chiffres, à l'examen fort utile que M. l'Ingénieur en Chef Driencourt a bien voulu faire de l'étude des altérations que j'avais présentée dans cette communication. Qu'il en soit ici remercié.

Digitized by Google

cation récente à l'Académie des Sciences (C.-R. Ac. des Sciences T.186, 1928, p. 496). Il est à noter qu'ils mesurent l'écart angulaire à partir d'un point de l'axe.

La limite de 15° a été d'abord définie parce qu'on s'est astreint à ne pas dépasser 20 minutes d'écart, pour une distance station observateur de 300 kilomètres environ, dans les cas les plus défavorables qui puissent se présenter, c'est-à-dire quand l'observateur et la station sont et l'autre à 15° de l'axe de la carte. Cette distance correspond au maximum des applications pratiques et l'indécision sur la direction d'écoute dépasse en avion fréquemment trois degrés. Il est à présumer que les progrès seront faits à la fois sur cette précision dans l'évaluation de l'azimut de la station, et dans la multiplication des postes qui permettront d'avoir un réseau plus serré, principalement sur les voies aériennes très fréquentées.

Par contre sur mer, il ne sera pas toujours possible de multiplier les postes, c'est pourquoi il faut s'attendre à voir se développer la collaboration entre les navires et l'avion pour que celui-ci puisse utiliser la précision, très supérieure à la sienne, avec laquelle les navigateurs peuvent connaître leur position. L'usage d'une station terrestre très éloignée, en raison de l'indécision, qui pèse sur la direction d'écoute, et les déviations des rayons hertziens constatées jusqu'ici, ne donnerait pas en effet à l'avion un renseignement qui puisse lui servir à améliorer la connaissance de sa position telle qu'elle lui serait donnée par une estime même très incertaine.

A titre de comparaison si on reportait les relèvements sans plus de précaution sur une carte marine à 45° soit à peu près dans nos latitudes, on constaterait que l'erreur ne s'annulerait plus que deux fois dans le tour d'horizon, elle atteint :

2° 46'	pour une distance de		5°
5° 2'	—	—	10°
10° 2'	—	—	15°

Elles sont de 30 à 50 fois plus fortes et absolument inacceptables puisqu'elles sont supérieures à l'incertitude sur le relèvement :

Je n'insisterai pas davantage.

On peut donc se servir de la carte comme s'il s'agissait d'un plan représentant une surface plane.

La route la plus courte entre deux points est la droite qui les joint.

L'angle sous lequel on voit deux points, est l'angle entre les droites qui joignent à ces deux points.

Digitized by Google

Dans cette limite, l'échelle varie très lentement et au bord de la carte elle est de 3 % supérieure à sa valeur sur l'axe. Mais l'échelle est la même autour d'un point quelle que soit la direction de mesure, parce que la carte est conforme. Tous ceux qui utilisent la carte marine savent comment on mesure les distances grâce aux échelles marginales. D'ailleurs sur la zône représentée, la carte marine partant de la latitude 63° à l'équateur donne une variabilité de l'échelle à peu près de 1 à 2.20 $(1 \text{ à } \frac{1}{\cos 63})$ au lieu de 1, à 1, 03, c'est-à-dire une variation quarante fois plus forte.

Application de la carte

Itinéraires. — Evidemment, elle est d'abord une *carte d'itinéraire.* C'est pour cela qu'elle a été conçue. Si l'on veut étudier et comparer entre elles différentes routes, on les trace sur la carte et elles apparaissent sans déformation.

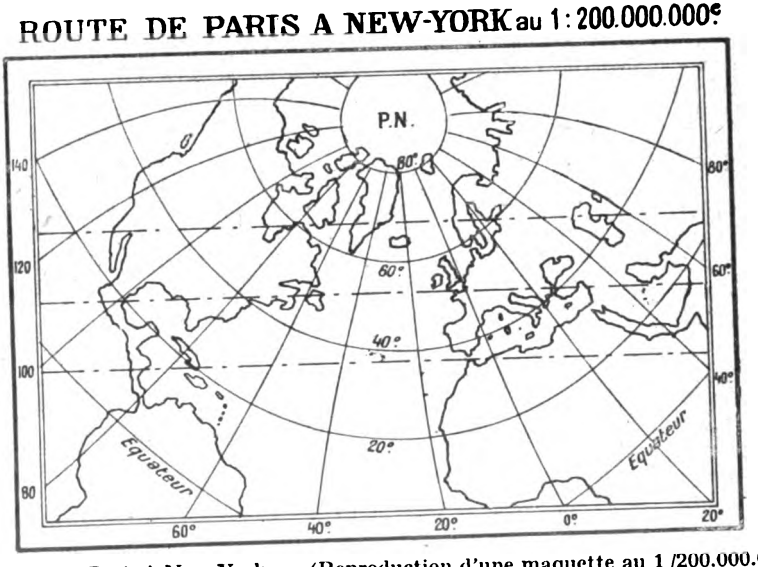


Fig. 6. — De Paris à New-York. — (Reproduction d'une maquette au 1 /200.000.000). Remarquer la symétrie de la route des Açores et de la route Nord par le Groenland. Cette dernière présente de plus grandes facilités d'escales. Reste le problème météorologique.

De telles cartes peuvent être exécutées à l'échelle du millionième ou du 10 millionièmes. Cette échelle représente le tour de la terre en 4 m. Elle est particulièrement pratique pour les avant-projets de raid ou de lignes.

Digitized by Google

Radiogoniométrie. — À titre de carte de *radiogoniométrie*, elles jouissent non seulement des propriétés que j'ai étudiées pour définir leur limite d'emploi, mais aussi de la propriété suivante :

Supposons qu'il s'agisse de se relever de l'avion, en écoutant les stations terrestres ou maritimes. Sur une carte quelconque, même conforme c'est là une opération extrêmement délicate, puisque la forme du rayon dépend de la position de l'observateur, et que cette position est inconnue. Donc généralement on devra tâtonner. Pour qu'une telle opération soit possible, il faut :

que la carte soit conforme,

que l'image du relèvement ait une forme indépendante de la position de l'observateur,

que la direction du méridien soit connue si l'on ne se sert que de deux stations.

Or notre carte est conforme, et les images des relèvements sont des droites, ce qui n'est simultanément réalisé sur aucune autre carte. Mais ces méridiens ne sont plus parallèles entre eux, de sorte que si on se sert du

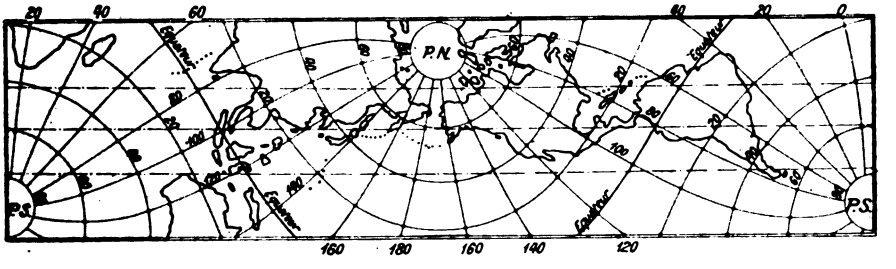


Fig. 7. — Le tour du Pacifique. (Reproduction d'une maquette au 1/200.000.000). Apparence inattendue, mais fidèle d'un des grands cercles terrestres, entre les deux antipodes, choisis sur l'équateur, l'un à 100° de longitude Est (près de Singapour), l'autre à 170° de longitude Ouest (en Colombie). L'axe de la carte passe par le 170° Ouest, 60° Nord dans la Mer de Behring.
Comparer avec la fig. 8, l'image de cette figure sur un planisphère.

nord, il peut sembler qu'il y a là une incertitude. Mais comme les méridiens sont très sensiblement des droites également, il suffit de savoir à peu près sur quel méridien on se trouve. Par exemple dans nos latitudes les méridiens tournent de 1° pour 1° 30 de variation de longitude lorsqu'on se déplace le long d'un parallèle. Par suite étant donné la précision du relèvement (1) il suffit de connaître sa position approchée à 40 minutes

(1) Nous admettons ici une précision de un degré.

Digitized by Google

près en longitude ce qui n'est pas beaucoup demander. Si on n'a pas cette précision on peut toujours prendre le premier recoupement comme point estimé et on recommence.

En somme, on opère exactement comme pour un relèvement topographique usuel. L'opération doit même servir à contrôler le compas.

Navigation. — La navigation aérienne moderne se rapproche absolument de la navigation maritime au long cours et l'on doit être prêt à se passer du sol. Les deux moyens principaux de cette navigation sont, le report aussi précis que possible de la route estimée, et le calcul du point par observation astronomique. Ces deux moyens se complètent. La détermination du point astronomique est une opération inextricable si l'on ne connait pas sa position estimée. Elle facilite aussi les opérations radiogoniométriques. Et inversement c'est la connaissance de la position exacte qui permet de rectifier les éléments de l'estime, dont la dérive, et d'utiliser au mieux toutes les occasions que l'on peut avoir par la suite d'identifier le sol.

L'emploi de la carte comme carte de navigation est évident. On reporte les tronçons de routes successifs en se servant du méridien voisin, à l'échelle correspondant à la distance à l'axe. Si l'on se trouve écarté de la route que l'on voulait suivre, on trace la droite qui joint au point d'arrivée, et on lit directement les caps successifs.

Si au contraire on fait un raid de distance sans point d'arrivée imposé on aura avantage à se maintenir sur l'orthodromie du point de départ, alors on joindra sa position actuelle au point de départ et on se maintiendra sur cette ligne.

Tous les relèvements radiogoniométriques, les droites de hauteur se reportent sur la carte sans aucune difficulté.

Point astronomique. — Je vais montrer maintenant que la carte permet de simplifier la détermination du point à la mer, et comment grâce à la T. S. F. cette opération pourrait être grandement facilitée.

Je rappelle tout d'abord en quoi consiste l'opération des marins. Supposons qu'à un instant donné on observe un astre juste au zénith de l'observateur. Des tables permettent de calculer la longitude et la latitude terrestres de l'astre, à l'heure de l'observation ; ce sont précisément les coordonnées terrestres de l'observateur. Si au contraire l'observateur constate que l'astre est à une certaine distance angulaire de son zénith (en réalité c'est à partir de l'horizon qu'on observe avec le sextant, mais cela ne change rien au raisonnement) cela revient à dire qu'il est à une

Digitized by Google

distance égale, évaluée en arc terrestre, du point de la terre où cet astre est au zénith, au moment de l'observation.

Le problème revient donc à déterminer la position de l'astre au dessus de la terre et ensuite à reporter dans la direction de la position estimée, un arc de longueur connue portée sur le grand cercle. Deux observations d'astre donnent le point.

Or c'est là une opération qui exige normalement des calculs de trigonométrie sphérique. Avec la carte elle consistera à porter cette distance le long d'une droite, puisque le grand cercle se confond avec la droite.

Cette opération comporte bien entendu une petite erreur, qui ne dépasse pas cinq minutes même si l'on choisit l'astre observé sans grandes précautions, mais il n'est pas utile de faire mieux en avion, à cause de l'incertitude sur la verticale.

Si l'on tentait d'appliquer de semblables méthodes sur les cartes marines habituelles, l'erreur serait de quinze à trente fois plus forte dans nos latitudes.

En somme l'opération va consister :

1° à déterminer la position terrestre de l'étoile.

2° à la pointer sur la carte.

3° à porter la distance zénithale.

Elle peut d'ailleurs se simplifier encore : l'opération la plus longue devient en effet la détermination de la position de l'étoile. Aujourd'hui on la détermine d'après un chronomètre dont on connait le mouvement.

Ce chronomètre donne l'heure civile du méridien de Greenwich en fonction de laquelle on calcule les éléments astronomiques, et sa marche est vérifiée deux fois par jour par T. S. F. Vous savez que cette mesure a été prise par accord universel à l'origine de la T. S. F. lorsqu'une émission troublait à peu près toutes les autres. Aujourd'hui, avec la haute sélectivité des appareils, rien ne s'opposerait à ce que la transmission de l'heure soit continue, sur une longueur d'onde particulière avec des artifices très simples pour identifier l'heure et la minute. Mais au lieu de battre l'heure civile, liée au mouvement moyen du soleil sur une année tropique il serait bien préférable de lier cette heure au mouvement des étoiles fixes. Cette heure diffère de trois secondes par an de l'heure sidérale, la différence étant due à la précession de la ligne des équinoxes. L'heure des étoiles fixes, aurait cette propriété de ramener les mêmes étoiles au zénith du même lieu, chaque jour au même instant, tant que le déplacement de l'axe terrestre dans le ciel est resté faible, pratiquement pendant une di-

Digitized by Google

zaine d'années. On pourrait ainsi tracer d'avance une carte des étoiles fixes utilisées dans les observations à la mer (une cinquantaine) avec leur position en fonction de l'heure. L'opération se réduirait alors à piquer sur la carte l'étoile observée sans aucun calcul, mais sur la simple écoute de l'heure au moment de l'observation de la hauteur.

Il ne semble pas que cette émission permanente de l'heure présente une difficulté réelle.

Nombre de cartes nécessaires.

Combien faut-il de cartes ?

Lorsqu'on regarde un planisphère, si on se limite à 15° de large de

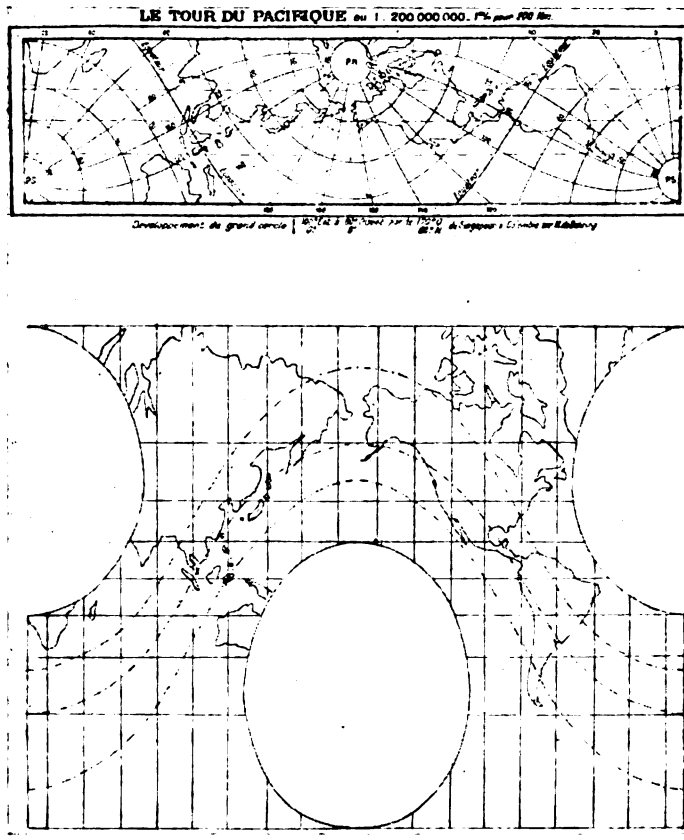


FIG. 8. — La même région dans la projection de Mercator et dans la nouvelle projection. En traits mixtes la reproduction de l'axe de la carte précédente, et des limites de la zône à 15° de l'axe. Sur le Mercator, l'ovale inférieure est l'image du bord inférieur de la figure 6. Les deux demi-ovales supérieures constituent l'image du bord supérieur. Les deux cartes ont ici la même échelle sur leur axe. Remarquer la distorsion de la route sur le planisphère de Mercator.

Digitized by Google

part et d'autre de l'équateur, on a l'impression qu'on laisse ainsi de côté une très large zône à couvrir. Mais c'est là une illusion due au grandissement de l'échelle vers le pôle. Faisons le compte. Chaque carte constitue une bande de 30° de large. Supposons que nous voulions couvrir toute la terre de bandes rayonnantes autour d'un point, Paris par exemple. Autour de Paris et autour des antipodes il y aura surabondance de cartes. Au contraire, c'est sur le cercle dont Paris est le pôle qu'il pourra y avoir des vides. Or chaque bande de 30° coupe deux fois le cercle. Il en faut donc $\frac{360}{2 \times 30} = 0$. Et ainsi se trouveront couverts les océans, les continents, les régions polaires et les régions inaccessibles.

Pratiquement, il en faudrait moins si l'on voulait faire des bandes complètes. Chaque bande couvre en effet le quart de la surface terrestre exactement, les $\frac{256}{1000}$ (ou sinus 15°) de la sphère.

Mais il n'y a pas avantage à considérer ce problème dans l'absolu.

Il faut faire des cartes pour les itinéraires fréquentés, couvrant le faisceau des routes possibles.

Avec les quatre cartes qui sont reproduites, complétées par une carte qui couvre à la fois Londres, Paris, le Caire, le Cap et Madagascar, on a couvert toute la terre, à part un faible coin dans le Pacifique et servi tous les itinéraires aujourd'hui pratiqués ou prévus.

Comment construit-on ces cartes ?

Le canevas de ces cartes est fait des orthodromies comprises entre l'équateur et le parallèle de 15° de latitude. Une orthodromie complète comprenant 4 segments égaux ou symétriques, le calcul se borne à avoir défini une fois pour toutes les ordonnées des orthodromies issues d'un point de l'équateur et comprises dans un rectangle ayant 90° de l'équateur en longueur et 15° de largeur.

On les cote en distance de façon à pouvoir tracer les parallèles, on peut d'ailleurs les tracer aussi directement, mais je n'insisterais pas sur ces points qui relèvent de l'exécution même de la carte.

Conclusion

Ainsi, le propre de ces cartes, c'est leur facilité à l'usage. Par là elles

Digitized by Google

s'opposent aux cartes actuelles, avec leur canevas simple, composé de droites rectangulaires, mais dont l'usage est compliqué.

Vous reconnaitrez que c'est la facilité d'utilisation et non de construction qui importe en cartographie.

On se plaint souvent du retard que l'on met à perfectionner et les méthodes d'emploi de la T. S. F., les appareils de radiogoniométrie et les instruments de la navigation astronomique : or c'est surtout la fréquence de l'emploi qui créera les appareils à coups de perfectionnement suscités par l'usage quotidien. Jusqu'ici les mesures en vol sont l'exception. Le navigateur sait en effet que les indications d'un relèvement radiogoniométrique ou d'une hauteur d'étoile n'ont qu'un caractère statistique : il ne peut les utiliser.

La T. S. F. a donc doublement à gagner de ces facilités d'emploi.

LOUIS KAHN.

ERRATA

Dans le n° de décembre 1928 de l'*Onde Electrique* :

1° Page 539, lignes 18-19. — Lire : Il faut aussi tenir compte de ces effets de renforcement à la rencontre au récepteur des ondes réfléchies, effets dûs en partie à la concordance de phase de l'interférence même, en partie, aussi à la forme courbe *momentanément* favorable d'une ou de plusieurs parties réfléchissantes de la couche d'HEAVISIDE.

2° Page 539, dans la première formule, sous la racine carrée, lire sin θ.

3° Page 539, dernière ligne et page 540, 4e ligne, lire *nh* au lieu de *uh*.

Digitized by Google

ACTIVITÉ SOLAIRE ET PROPAGATION

par René MESNY (1)

SOMMAIRE. — Dans cet article, l'auteur expose brièvement les résultats expérimentaux relatifs à l'influence de l'activité solaire sur la propagation des ondes radioélectriques.

Dès que les communications radiotélégraphiques sont entrées dans la pratique courante, on a remarqué l'influence du soleil sur la propagation ; les troubles qui accompagnent le lever et le coucher du soleil, par exemple, sont connus depuis fort longtemps.

Mais ce n'est que depuis quelques années que l'esprit des chercheurs s'est tourné vers ces questions d'une façon systématique. Les changements profonds apportés à la propagation des ondes courtes par les circonstances de jour et de nuit, l'influence de la fréquence sur les phénomènes constatés, ont obligé à serrer la question de près.

Des lois générales de la propagation ont été établies par l'observation, et on a cherché à s'en rendre compte par des considérations théoriques. Quoique l'ensemble ainsi obtenu soit encore fort rudimentaire, il n'en constitue pas moins un schéma auquel on peut se reporter pour classer les résultats de l'observation et trier ceux qui présentent réellement des anomalies.

On constata alors des dérogations fréquentes aux lois établies et l'on reconnu facilement que quelques-unes des plus importantes ont coïncidé avec des époques de forte activité solaire (2). Comme toutes les études théoriques sur la propagation des ondes courtes sont basées sur l'ionisation de la haute atmosphère, il devenait tout à fait naturel de chercher à mettre sur le compte des variations de l'activité solaire la plupart des irrégularités de la propagation.

Au point où en sont les recherches, il est difficile de les présenter bien méthodiquement et d'examiner par exemple successivement le cas des ondes longues, puis celui des ondes courtes, l'avance ou le retard de l'un des phénomènes sur l'autre... La définition de l'activité solaire est d'ail-

(1) Communication faite à la S. A. T. S. F. le 11 juillet 1928.

(2) Pour la définition de l'activité solaire et l'étude des phénomènes qui lui sont liés, voir Maurain, *Onde électrique*, **7**, août 1928, 363-364.

Digitized by Google

leurs par elle-même assez imprécise pour s'opposer à une classification bien nette des faits observés ; nous suivrons donc à peu près l'ordre chronologique.

A notre connaissance la première étude de la question basée sur des résultats d'observation est celle faite par Espenchied, Anderson et Bailey pendant les essais effectués en 1923 et 1924 entre Rocky-Point (Long Island, Etats-Unis) et New Southgate (Angleterre) avant l'établissement de la communication radiotéléphonique transocéanique (3). Des mesures de rayonnement étaient effectuées à des intervalles d'une heure environ pendant le cours de plusieurs journées consécutives ; on constata que dans

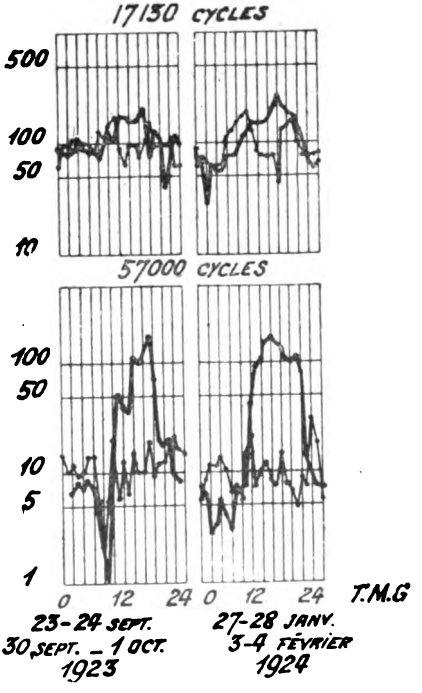


FIG. 1. — Influence des orages magnétiques sur le champ des ondes longues. Mesures faites pour l'étude de la radiophonie transatlantique par l'« American Telegraph and Telephone Company » (3). Les traits forts représentent les variations plus ou moins normales du champ pendant les jours précédant la perturbation magnétique ; les traits fins représentent les variations du même champ après la perturbation. Les mesures étaient faites à New-Southgate, Angleterre, sur des émissions faites à Rocky-Point (Etats-Unis).

les jours qui suivaient un orage magnétique, l'intensité des signaux de nuit devenait beaucoup plus faible que dans la période normale qui le précédait ; au contraire, les signaux de jour étaient un peu renforcés. Les

Digitized by Google

mesures étaient faites sur des ondes de fréquences 17, 13 kc/s et 57 kc/s et les effets signalés étaient surtout marqués pour cette dernière fréquence ; la figure 1 rend compte de ces observations.

De semblables effets ne paraissent cependant pas très réguliers ; la figure 2, permet par exemple de comparer au cours de l'année 1924 le caractère magnétique du jour avec la propagation correspondante de l'onde de 57 kc/s entre les mêmes points que ci-dessus. Les coïncidences

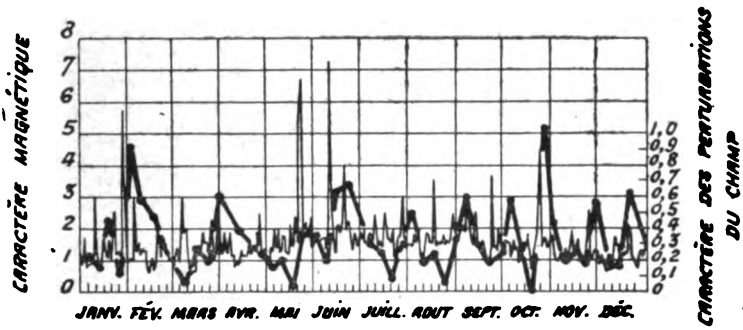


FIG. 2. — Diagrammes correspondants des perturbations magnétiques et des variations du champ nocturne à New-Southgate (Angleterre) d'une émission faite à Rocky-Point (Etats-Unis) sur la fréquence de 57 kc/s (1).

dans les mouvements des deux courbes sont loin d'être frappantes ; néanmoins dans la relation qu'il donne de ces observations (1), Anderson estime « qu'il paraît y avoir une relation étroite entre les perturbations ma-

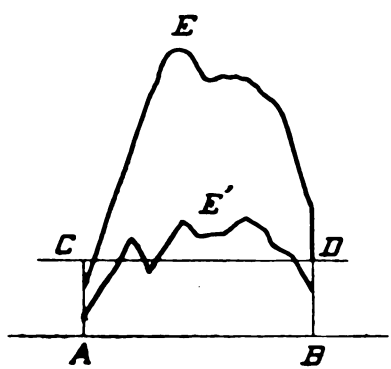


FIG. 3

gnétiques et celles de la propagation, les perturbations de la propagation seraient faibles avant une perturbation magnétique, puis elles croîtraient brusquement avec celle-ci et subiraient ensuite une diminution graduelle pouvant durer plusieurs mois si le trouble a été très important.

Digitized by Google

Les perturbations nouvelles qui se produisent avant le retour au calme, ajoutent leurs effets à l'état existant ».

Dans le diagramme de la figure 2 les perturbations de la propagation sont représentées par ce qu'Anderson appelle le « caractère » de propagation. Ce caractère est défini en se basant sur les variations du champ nocturne, beaucoup plus importantes que celles du champ diurne. Soit AE'B (fig. 3) la courte représentant le champ nocturne normal, celui qui existe en période calme et que l'observation montre sensiblement constant, AEB

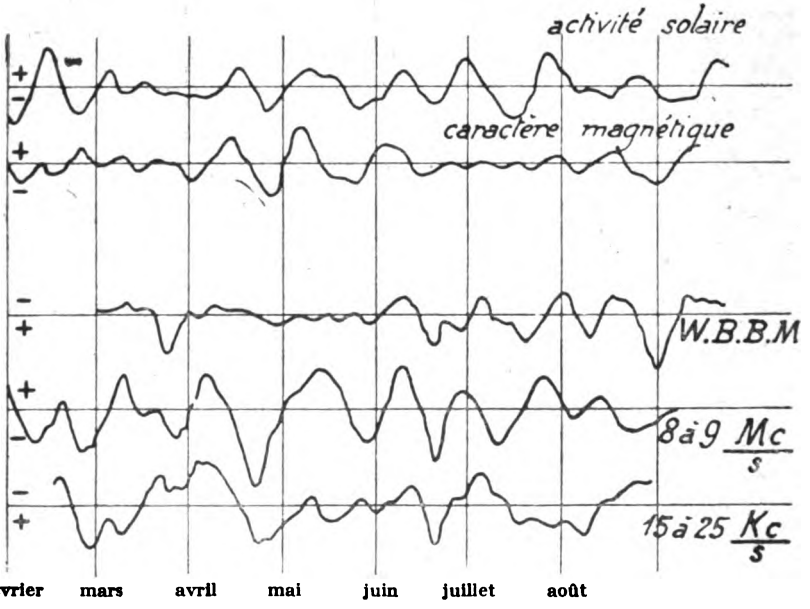


FIG. 4. — Les trois diagrammes inférieurs représentent les variations pendant l'année 1926 des champs nocturnes de la station WBBM émettant sur 1330 kc/s, des moyennes des champs nocturnes des stations à ondes courtes travaillant sur 8 à 9.000 kc/s et enfin des moyennes des champs diurnes de plusieurs stations européennes de fréquences comprises entre 15 et 25 kc/s. Les deux premières séries de mesures ont été faites à Newton Centre et la dernière à Washington D. C. Les ordonnées des courbes représentent des rapports ayant pour dénominateur les moyennes mensuelles de l'élément considéré et pour numérateur les écarts entre celles-ci et les moyennes relatives à 5 jours consécutifs (5).

celui du jour troublé, soit enfin AC le champ moyen diurne. En appelant S, S', et s les aires AEB, AE'B et ACDB, le « caractère » de propagation du jour est :

$$c = \frac{\log S - \log S'}{\log S - \log s}$$

D'autre part, Maurain a noté parmi les mesures faites à Meudon sur le champ des émissions de Bordeaux et de Nantes, toutes les valeurs

Digitized by Google

anormales relatives aux années 1922, 1923 et 1924 et il a recherché les caractères magnétiques des jours correspondants (4) ; le tableau qu'il a dressé n'a montré aucune corrélation. Si les choses se passent bien comme le pense Anderson, ce résultat n'est pas contradictoire avec les précédents ; il l'est d'autant moins que les champs sont mesurés à Meudon pendant le jour.

La dernière publication d'Anderson date de mars 1928. Dès le début de 1927, Pickard a publié des comparaisons entre les variations de l'activité solaire et celles du champ de diverses émissions pour l'année 1926 (5). La figure 4 résume ces comparaisons ; l'activité solaire y est représentée par les « nombres provisoires des taches solaires de Wolfer ».

Il y a lieu de remarquer que, d'après ce diagramme, les ondes courtes (celles de 8 à 9 mégacycles / seconde) seraient renforcées la nuit quand le caractère magnétique est élevé. Or, lors des importants orages magné-

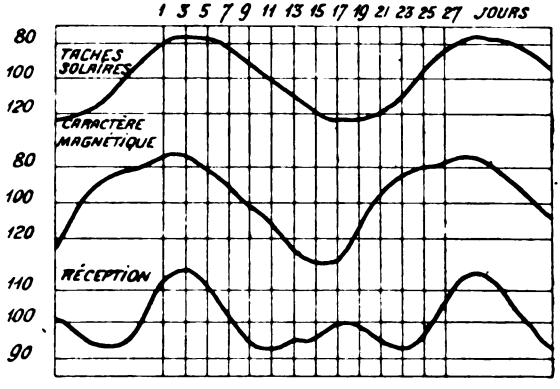


FIG. 5. — Moyennes pour douze rotations du soleil (25 octobre 1908 au 12 septembre 1909) des variations des taches solaires, du caractère magnétique et des portées de nuit de la station DF à Washington Beach (New-York). Les fréquences des émissions étaient comprises entre 500 et 1.500 kc / s. (5).

tiques des 14 janvier, 15 avril, 20 septembre et 15 octobre 1926 les communications commerciales sur ondes courtes devinrent impossibles. Il y a là une contradiction inexplicable, mais l'ensemble des courbes montre pourtant une corrélation remarquable.

Dans un travail postérieur (7) Pickard fait remarquer que la corrélation n'est bonne que si l'on fait porter les moyennes sur des intervalles assez longs. Avec des intervalles de 3 mois la corrélation calculée pour ses diagrammes est de 0, 92 ; elle tombe à 0, 30 pour des intervalles d'une semaine et une telle valeur doit être considérée comme n'indiquent pre-

Digitized by Google

tiquement aucune analogie entre les phénomènes comparés. C'est à la même conclusion que l'on arrive pour toutes les relations cherchées entre l'activité solaire et d'autres phénomènes supposés en relation avec elle : s'il y a corrélation dans l'allure générale, il n'y en a pas le détail.

Au lieu de tenir compte de toutes les taches solaires visibles pour mesurer l'activité solaire, Pickard a essayé de n'utiliser que celles qui se trouvaient près du point où cet astre est percé par la ligne qui le joint à la terre ; la corrélation de détail est devenue un peu meilleure, mais elle est encore restée insuffisante (6).

Il a encore examiné la question sous un autre jour. Admettant que les taches constituent les signes extérieurs d'une aire d'activité, il a supposé que la même aire de la surface du soleil, restait active pendant de longues durées (plusieurs mois) ou du moins que les déplacements de l'aire

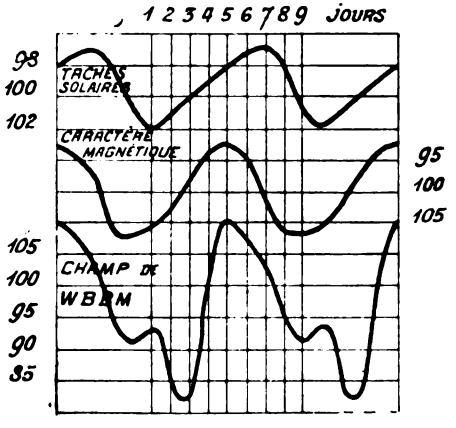


Fig. 6. — Moyennes pour 8 rotations du soleil partagées en 24 périodes de 91 jours (25 janvier au 31 août 1926) des éléments indiqués. WBBM travaillait sur une fréquence de 1.330 kc/s et était reçu à Newton Centre (6).

d'activité étaient régis par les lois du hasard. Dans ces conditions, si l'on divise le temps en périodes de 27 jours, correspondant à peu près à la rotation de la zone des taches, les moyennes journalières d'un grand nombre de ces périodes devront donner un maximum défini de perturbations au moment où le centre de l'aire d'activité traversera le méridien solaire contenant la terre. C'est en effet ce qu'il obtint (fig. 5).

La période de 27 jours, coupée en 13, 9 et 7 jours lui permit même de faire ressortir des harmoniques corrélatifs du mouvement des perturbations de propagation et d'activité solaire (fig. 6).

Austin, profitant du très grand nombre de mesures de champ qu'il

Digitized by Google

a accumulées depuis plus de 15 ans, a également établi des comparaisons entre la propagation et l'activité solaire (2). Ses résultats sont particulièrement remarquables comme on peut le constater sur les figures 7 et 8.

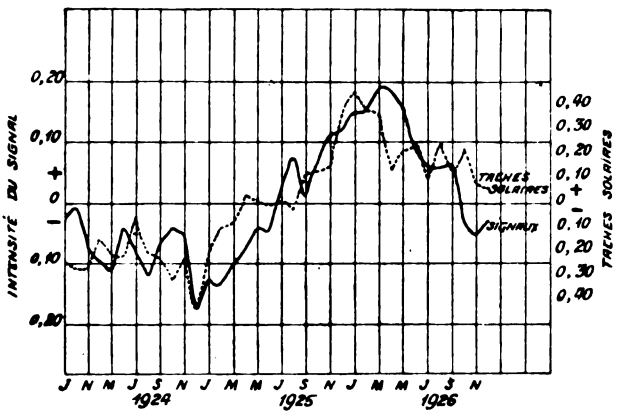


FIG. 7. — Moyennes mensuelles des taches solaires et de l'intensité des signaux de Nauen (AGS) mesurées à Washington à 15 heures T. M. G. (2).

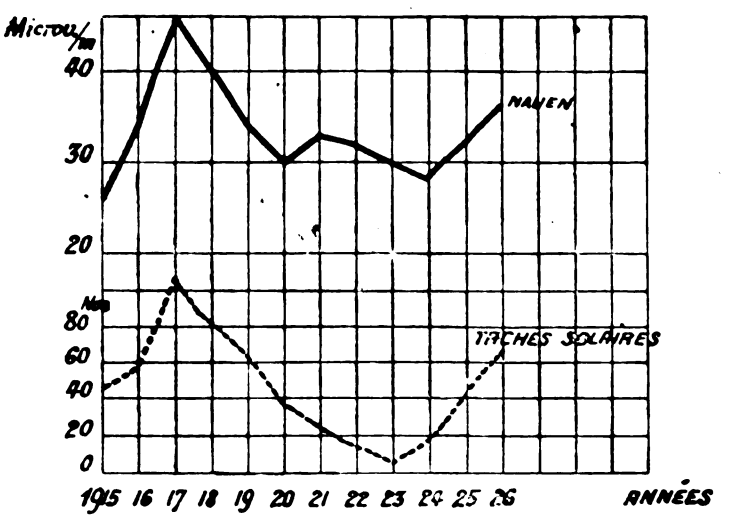


FIG. 8. — Les ordonnées de ces diagrammes représentent des rapports : le dénominateur d'un de ces rapports est la moyenne des valeurs de l'élément considéré pour un mois donné, le numérateur est l'écart entre cette moyenne pour trois ans et la moyenne pendant le même mois pour une année déterminée (2).

Les signaux sont ceux de LY, KET, AGS, FU et FT, mesurés à Washington à 15 h. (T. M. G.)

Il insiste aussi sur la nécessité d'établir les moyennes sur d'assez longues durées, les comparaisons des observations journalières ne donnant

Digitized by Google

aucune corrélation. Il fait enfin remarquer qu'en faisant porter les moyennes sur des périodes de quelques jours, cinq jours par exemple, on commence à apercevoir une corrélation mais les phénomènes ne restent pas longtemps en phase : les variations de la propagation sont tantôt en avance, tantôt en retard sur celles de l'activité solaire.

D'après ce qui précède, il paraît hors de doute qu'il existe une corrélation entre les différents phénomènes que nous venons d'étudier ; mais le caractère de cette corrélation est encore bien obscur. Les divergences très nettes entre certains résultats de Pickard et ceux de l'observation courante auraient besoin d'être éclaircis.

Quant aux variations dans les phases relatives des divers éléments, quand ils sont examinés dans le détail, elles restent encore mystérieuses. Une part de ce mystère provient certainement du fait que le nombre des taches solaires est un indice très imparfait d'un phénomène plus important dont la nature réelle échappe encore. Il n'est pas impossible que les perturbations de la propagation des ondes électromagnétiques nous apporte plus de lumière sur cette question que ses effets sensibles à nos observations visuelles.

R. MESNY.

BIBLIOGRAPHIE

1. — ANDERSON (C.-N.). — Corrélation entre les transmissions transatlantiques sur ondes longues et d'autres facteurs affectés par l'activité solaire. *Proc. Inst. Rad.* **16**, mars 1928, 297-347.
2. — AUSTIN (L. -W) et WYMORE (Miss I.-J.). — Influence de l'activité solaire sur les transmissions radioélectriques. *Proc. Inst. Rad. Eng.* **16**, fév. 1928, 166-174.
3. — ESPENCHIED (L.), ANDERSON (C.-N.) et BAYLEY (A.). — Transmissions radiotéléphoniques transatlantiques. *Bell System Technical Journal*, **4**, juillet 1925, 459-507 ; *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **14**, fév. 1926, 7-57.
4. — MAURAIN (Ch.). — Sur la recherche d'une correspondance entre les perturbations magnétiques et les perturbations dans la propagation. *Onde Electrique*, **5**, 1926, 483-487.
5. — PICKARD (G.-W.). — Corrélation entre la réception radioélectrique et l'activité solaire ou le magnétisme terrestre. *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **15**, fév. 1927, 88-89.
6. — PICKARD (G.-W.). — Bulletin national Research Council, n° 61, juillet 1927. — *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **15**, sep. 1927.
7. — PICKARD (G.-W.). — Relations entre la réception radioélectrique et les positions ou aires de taches solaires. *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **15**, déc. 1927, 1004-1013.

Digitized by Google

SUR LES TRANSFORMATEURS INTERMÉDIAIRES ET LA REPRODUCTION SANS DISTORSION

par I. PODLIASKY,

Ingénieur-Conseil.

SOMMAIRE. — Comme complément à de récentes publications, l'auteur esquisse une théorie sommaire de résonances dans ces transformateurs, en attirant l'attention sur le rôle utile de la résonance sur les fuites et sur les capacités d'entrée des triodes.

L'intéressante conférence de M. Jouaust publiée ici même (1) a situé la question des transformateurs intermédiaires en basse fréquence sur un terrain rigoureusement scientifique et comblé une lacune dans un chapitre de la technique radiotéléphonique, chapitre fort important et rarement ou incomplétement traité dans les publications techniques françaises.

Nous voudrions compléter cette étude par quelques remarques venant à l'appui de la note de M. Turner et pouvant servir aux calculs d'avant-projet de transformateurs " apériodiques ".

Ces remarques sont expérimentalement confirmées par l'étude de tous les types actuellement existants de transformateurs à « spectre uniforme » (« distortionless transformers » des Anglais). Les meilleurs transformateurs B. F. de Marconi Ld, Ferranti Ld, Etablissements G. I. K., se caractérisent par :

l'allure montante de la courbe de reproduction (2) aux fréquences élevées du spectre musical et une véritable pointe de résonance à la limite supérieure du spectre, ce qui ne peut être dû qu'*à la résonance sur les fuites.*

l'allure *absolument plate* de la courbe de reproduction aux fréquences voisines de la résonance-parallèle. Cette dernière est souvent appelée par les Allemands « falsche resonanz » (fausse résonance). (v. figures II, III, IV).

On retrouve ces résultats à l'aide d'un calcul simple, qui part de l'assimilation (souvent employée) du système au circuit équivalent de

(1) « Les transformateurs intermédiaires en basse fréquence », par R. Jouaust, *Onde Electrique*, n° 82, octobre 1928 ; conférence faite à l'Ecole Sup. d'Electricité.

(2) La courbe de reproduction est la représentation graphique de la fonction $\xi = f(\omega)$, où ξ est le taux d'amplification de l'étage envisagé et ω est la pulsation.

Digitized by Google

la figure I, assimilation à laquelle l'accord expérimental vient donner une bonne justification.

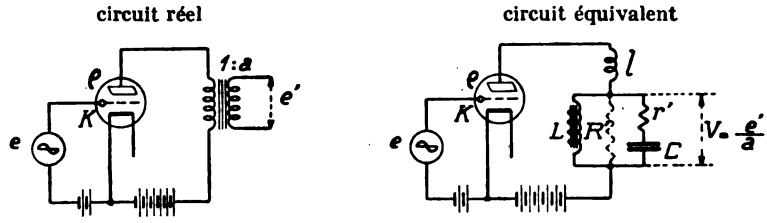


Fig. I

Le transformateur étudié, de rapport *a*, est ainsi caractérisé par ses constantes *réduites au primaire*, à savoir :

L le coeff. de self-induction du primaire

l » » de fuites totales.

c la capacité dûe aussi bien aux bobinages qu'à l'espace filament-grille du tube suivant

R' la résistance effective, (dûe aux pertes dans le fer, etc...)

La résistance *élevée* R' peut être schématiquement remplacée par une *faible* résistance r' en série avec la capacité c.

Il serait facile d'établir l'équation $|\xi| = f(\omega)$; celle-ci n'est cependant intéressante que dans les deux cas extrêmes : fréquences très basses, fréquences très élevées de l'échelle musicale. Nous aborderons donc directement ces deux cas, sans passer par l'expression générale.

La résonance-parallèle (ou première résonance) est caractérisée par la relation *approchée* :

$$Lc\,\omega_1^2 = 1 \quad .$$

La résonance série (ou seconde résonance) est caractérisée par la relation *approchée* :

$$lc\,\omega_2^2 = 1 \quad .$$

D'où la relation :

$$\frac{\omega_2}{\omega_1} = \sqrt{L : l} = \frac{1}{\sqrt{1 - x^2}}$$

(x étant le coeff. de couplage)

A la limite inférieure du spectre, la self de fuites n'intervient pas sensiblement et l'impédance du transformateur se réduit à

$$Z \triangleq jL\omega, \text{ pour les pulsations } \omega << \omega_1,$$

$$\text{et à } Z_1 = \frac{L}{r'c} = s_1\, L\, \omega_1 \text{ à la pulsation } \omega_1.$$

Digitized by Google

s_1 est le coeff. de surtension du circuit L, C, r' (ou R').

La tension alternative d'anode est alors :

$$V = \frac{keZ}{\varrho + Z};$$

Le taux d'amplification de l'étage (comprenant la triode et le transformateur de rapport a) est :

$$\xi = \frac{e'}{e} = \frac{akZ}{\varrho + Z}$$

Pour avoir une bonne reproduction des notes graves, on choisit L de sorte qu'à la fréquence la plus basse (pulsation ω_0 ; par exemple $2\pi \times 50$) on ait $L\omega_0^2 >> \varrho^2$; donc le taux d'amplification : $\xi_0 \simeq aK$.

A la première résonance, Z_1 peut être notablement supérieur à $L\omega_1$, sans que le taux ξ_1 puisse dépasser la valeur limite aK, qui est celle de la fraction

$$aK \frac{Z}{\varrho + Z} \text{ pour Z indéfiniment croissant.}$$

D'où la conclusion, que si le transformateur reproduit bien les fréquences inférieures à $\omega_1 : 2\pi$, *la première résonance n'est pas décelable sur la courbe de reproduction* $\xi = f(\omega)$.

A l'extrémité supérieure du spectre, on a par contre $L\omega >> \frac{1}{C\omega}$, et le courant anodique est sensiblement

$$i = \frac{Ke}{(\varrho + r') + j\left(l\omega - \frac{1}{c\omega}\right)} ; \text{ d'où pour}$$

le taux d'amplification

$$\xi = \frac{aV}{e} \simeq \frac{-aK\frac{j}{c\omega}}{(\varrho + r') + j\left(l\omega - \frac{1}{c\omega}\right)}$$

A la seconde résonance lc $\omega^2_2 = 1$, et

$$\xi_2 \simeq \frac{-jaK}{(\varrho + r')\, c\omega_2};$$

ou : $|\xi_2| \simeq aKs_2$, en appelant s_2 le coeff. de surtension du circuit p, r', l, c :

$$s_2 = \frac{1}{(\varrho + r')\, c\omega_2} = \frac{l\omega_2}{\varrho + r'}$$

Si $s_2 > 1$, le taux d'amplification *peut dépasser le produit du rapport*

Digitized by Google

de transformation par le facteur d'amplification du tube, ce qui est totalement impossible au-dessous de la fréquence de seconde résonance.

Si l'on veut une bonne reproduction des fréquences élevées, on doit situer la pointe de seconde résonance à l'extérieur du spectre ; il est quelquefois bon de la placer à la limite du spectre, pour exagérer quelque peu la reproduction des fréquences élevées et faire faire au transformateur l'office de « correcteur » des imperfections des autres circuits.

Quoiqu'il en soit, dans tous les transformateurs « apériodiques », la première résonance est totalement indécelable (d'ou leur nom) ; la seconde est souvent notable, mais en dehors de la gamme assignée (fig. II, III, IV).

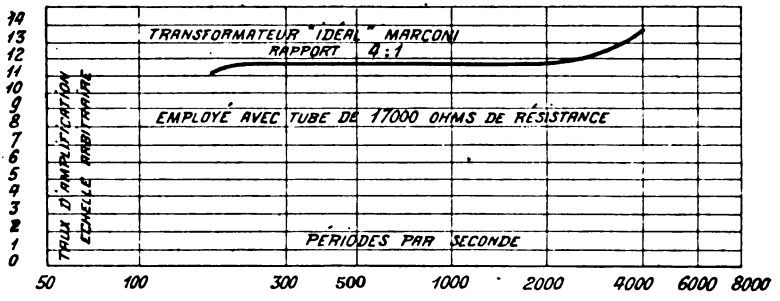


Fig. II

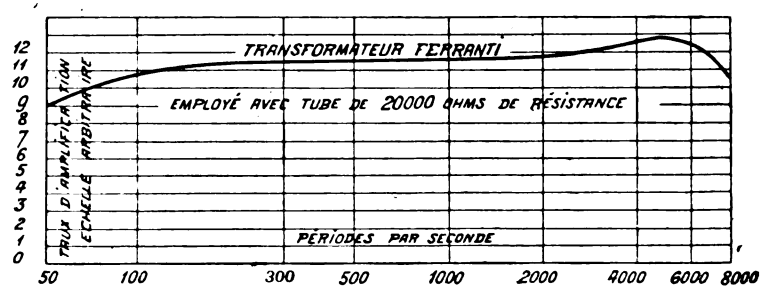


Fig. III

Par contre, la grande majorité des transformateurs du commerce (dits « d'amateurs ») présente des coefficients de self totale nettement insuffisants, des capacités réparties nettement exagérées, de sorte qu'ils ne reproduisent avec quelque intensité qu'une bande de fréquences extrêmement étroite. Nous avons depuis de longues années pris l'habitude de considérer ces appareils comme de véritables résonateurs. Leur mode de fabrication est si rudimentaire (quelques milliers de spires de fil bobinées

Digitized by Google

en vrac sur un paquet de tôles quelconques), que toute étude de leurs propriétés est inutile. Mais il en est tout autrement des transformateurs apériodiques, appareils de construction soignée et basée sur des principes techniquement intéressants.

Pour illustrer le calcul qui précède, faisons un avant-projet de transformateur à reproduction uniforme. Adoptons un tube défini par K = 7, $\varrho = 7000^{\omega}$. Pour bien reproduire les fréquences très basses, adoptons L = 50 henrys, en chiffres ronds (ce qui donne environ 17.000 ohms de

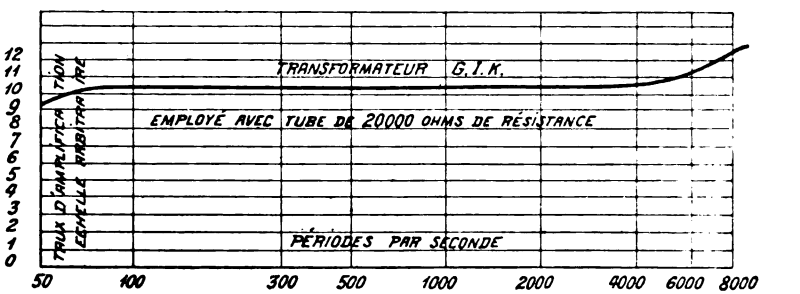


Fig. IV

réactance à la fréquence 50.). Un coefficient de couplage raisonnable (x = 0,995 ; chiffre atteint pratiquement) nous conduit à une self de fuites totales l = 0,5 henry. Situons la seconde résonance vers 8000 périodes par seconde ; en négligeant toute résistance en dehors du tube, nous aurons pour le coefficient de surtension à cette fréquence :

$$s_2 = \frac{l\omega_2}{\varrho} = \frac{25.000}{7.000} = 3,6 ;$$

D'autre part, en prenant r' = 8.000 ohms et $\varrho + r' = 15.000^{\omega}$, nous aurons encore $s_2 = 1,66$.

Même dans ce cas, le taux d'amplification à la seconde résonance dépassera de 66 % le taux d'amplification apériodique. La capacité nécessaire à la résonance sur les fuites sera

$$C = \frac{1}{c\,\omega^2_2} = 800 \text{ micro-microfarads.}$$

Si le transformateur est de rapport a = 3, la capacité équivalente *shuntant le secondaire* est donc de l'ordre de 90μμf ; soit environ 45μμf pour le circuit d'entrée du tube suivant, et une capacité de même ordre pour les bobinages.

Nous avons vu que le rapport de deux fréquences de résonance est

Digitized by Google

fonction uniquement du coefficient de fuites. Avec la valeur admise pour ce dernier on a :

$$\frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{1}{\sqrt{100}} = \frac{1}{10}$$

D'où $\omega_1 = 800$ périodes par seconde. Avec les valeurs admises, le taux d'amplification sera très sensiblement constant et égal à $3 \times 7 = 21$ (1), aux fréquences de 80 p. p. s., de 800 p. p. s., et de 6.000 p. p. s. ; ce qui représente une assez bonne gamme d'amplification sans distorsion (plus de 6 octaves).

Le problème *technique* est maintenant posé : réaliser un circuit magnétique et des bobinages tels que les valeurs précédemment déterminées des coefficients L, l, s_2, C, a, soient obtenues ; en particulier que la valeur de $x = 0{,}995$ soit atteinte et que celle de la capacité distribuée ne dépasse pas la limite assignée de 45 micro-microfarads.

On comprend la difficulté de réaliser les rapports de transformations élevés ; la capacité réduite au primaire croît alors pour deux raisons (avec le nombre de spires secondaires et avec le rapport de transformation), ce qui réduit rapidement la bande des fréquences uniformément reproduites.

On remarquera que les tensions de grille e et e' sont sensiblement en phase dans la plus grande partie du spectre et en quadrature à la fréquence de seconde résonance. La question de « reproduction de la phase » a si souvent été agitée, que nous ne pouvons la passer complétement sous silence. Son étude est dominée par une question préalable :

Comment définir le décalage (phase relative) de deux mouvements *périodiques, dont les périodes sont incommensurables ?*

Ce cas domine toute la musique, depuis l'introduction de la *gamme tempérée* par Jean-Sébastien Bach.

Dans cette gamme, l'octave est divisée en 12 demi-tons d'intervalle constant ; un demi-ton vaut donc $2^{1/12}$ et les fréquences relatives de l'accord simple :

do	mi	sol	do	. —
s'écrivent 1	$2^{4/3}$	$2^{7/12}$	2	. —

Dans la gamme tempérée, tous les intervalles (sauf les octaves) sont mathématiquement incommensurables.

Il s'ensuit qu'un accord musical (quel qu'il soit) représente un mouvement *non-périodique*, même quand les mouvements composants sont

(1) Les pertes dans le fer, dans le cuivre et dans les isolants diminuent généralement ce taux de quelques pour cent (influence de R').

Digitized by Google

sinussoïdaux simples ; la fonction $i = i_1 \sin 2\pi f_1 t + i_2 \sin 2\pi f_2 t + i_3 \sin 2\pi f_3 t$.... étant non-périodique si f_1, f_2, f_3 sont nombres incommensurables. On peut toujours écrire évidemment

$$i = i_1 \sin (2\pi f_1 t - \varphi_1) + i_2 \sin (2\pi f_2 t - \varphi_2) + ...$$

mais la définition et la signification physique du décalage sont confuses.

Même dans le cas simple des *sons harmoniques* (multiples entiers d'une fréquence fondamentale) la loi d'Ohm (concernant la perception des sons complexes) ne fait pas intervenir la phase.

Bref il nous semble légitime de ne retenir que *le module* du vecteur ξ La courbe de reproduction (qui ne fait intervenir que ce module)justifie alors complétement son nom, en caractérisant entièrement la reproduction des sons complexes.

Pour relever expérimentalement cette courbe, il suffit donc d'appliquer à la grille de la triode une tension alternative de *fréquence variable et d'amplitude constante*, et de mesurer la tension au secondaire du transformateur au moyen d'un appareil présentant sensiblement l'impédance du circuit d'entrée du tube suivant.

La description de l'appareillage que nous utilisons dans ce but nous entraînerait trop loin et fera l'objet d'une communication ultérieure. Nous voudrions simplement signaler pour terminer, qu'en ce qui concerne les mesures au moyen de la lampe détectrice, nous ne sommes pas de l'avis de M. Jouaust.

« Nous insistons sur la nécessité, dans de semblables mesures — dit M. Jouaust — de placer derrière le transformateur un système à plusieurs lampes et non, comme on le fait souvent, une seule lampe détectrice. La résistance que nous avons appelée r_2 est beaucoup plus faible quand il s'agit d'une lampe détectrice que d'une lampe amplificatrice et ... on trouve des amplifications moins élevées ».

Nous ne comprenons pas pourquoi les expériences de M. Jouaust ont donné dans ce cas des amplifications moins élevées, ni comment l'application des formules de Miller conduit à prévoir ce résultat. En appliquant ces formules, M. Jouaust trouve que l'espace grille-filament d'un tube dont l'anode est fermée sur $R = 50.000^{\omega}$ est assimilable à une résistance de 8.000 ohms mise en série avec une capacité de 47 μμf. Transformons ce tube en détecteur par courbure-plaque, en polarisant sa grille (ce qui élève ϱ) et en fermant l'anode sur un milliamperemètre ; nous avons alors $\varrho >> R_a$, et en particularisant dans cette hypothèse les formules citées, nous trouvons :

Digitized by Google

fonction uniquement du coefficient de fuites. Avec la valeur admise pour ce dernier on a :

$$\frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{1}{\sqrt{100}} = \frac{1}{10}$$

D'où $\omega_1 = 800$ périodes par seconde. Avec les valeurs admises, le taux d'amplification sera très sensiblement constant et égal à $3 \times 7 = 21$ (1), aux fréquences de 80 p. p. s., de 800 p. p. s., et de 6.000 p. p. s. ; ce qui représente une assez bonne gamme d'amplification sans distorsion (plus de 6 octaves).

Le problème *technique* est maintenant posé : réaliser un circuit magnétique et des bobinages tels que les valeurs précédemment déterminées des coefficients L, l, s_2, C, a, soient obtenues ; en particulier que la valeur de $x = 0{,}995$ soit atteinte et que celle de la capacité distribuée ne dépasse pas la limite assignée de 45 micro-microfarads.

On comprend la difficulté de réaliser les rapports de transformations élevés ; la capacité réduite au primaire croît alors pour deux raisons (avec le nombre de spires secondaires et avec le rapport de transformation), ce qui réduit rapidement la bande des fréquences uniformément reproduites.

On remarquera que les tensions de grille e et e' sont sensiblement en phase dans la plus grande partie du spectre et en quadrature à la fréquence de seconde résonance. La question de « reproduction de la phase » a si souvent été agitée, que nous ne pouvons la passer complétement sous silence. Son étude est dominée par une question préalable :

Comment définir le décalage (phase relative) de deux mouvements *périodiques, dont les périodes sont incommensurables ?*

Ce cas domine toute la musique, depuis l'introduction de la *gamme tempérée* par Jean-Sébastien Bach.

Dans cette gamme, l'octave est divisée en 12 demi-tons d'intervalle constant ; un demi-ton vaut donc $2^{1/12}$ et les fréquences relatives de l'accord simple :

do	mi	sol	do	. —
s'écrivent 1	$2^{4/3}$	$2^{7/12}$	2	. —

Dans la gamme tempérée, tous les intervalles (sauf les octaves) sont mathématiquement incommensurables.

Il s'ensuit qu'un accord musical (quel qu'il soit) représente un mouvement *non-périodique*, même quand les mouvements composants sont

(1) Les pertes dans le fer, dans le cuivre et dans les isolants diminuent généralement ce taux de quelques pour cent (influence de R').

Digitized by Google

sinussoïdaux simples ; la fonction $i = i_1 \sin 2\pi f_1 t + i_2 \sin 2\pi f_2 t + i_3 \sin 2\pi f_3 t$.... étant non-périodique si f_1, f_2, f_3 sont nombres incommensurables. On peut toujours écrire évidemment

$$i = i_1 \sin (2\pi f_1 t - \varphi_1) + i_2 \sin (2\pi f_2 t - \varphi_2) + ...$$

mais la définition et la signification physique du décalage sont confuses.

Même dans le cas simple des *sons harmoniques* (multiples entiers d'une fréquence fondamentale) la loi d'Ohm (concernant la perception des sons complexes) ne fait pas intervenir la phase.

Bref il nous semble légitime de ne retenir que *le module* du vecteur ξ La courbe de reproduction (qui ne fait intervenir que ce module)justifie alors complétement son nom, en caractérisant entièrement la reproduction des sons complexes.

Pour relever expérimentalement cette courbe, il suffit donc d'appliquer à la grille de la triode une tension alternative de *fréquence variable et d'amplitude constante*, et de mesurer la tension au secondaire du transformateur au moyen d'un appareil présentant sensiblement l'impédance du circuit d'entrée du tube suivant.

La description de l'appareillage que nous utilisons dans ce but nous entraînerait trop loin et fera l'objet d'une communication ultérieure. Nous voudrions simplement signaler pour terminer, qu'en ce qui concerne les mesures au moyen de la lampe détectrice, nous ne sommes pas de l'avis de M. Jouaust.

« Nous insistons sur la nécessité, dans de semblables mesures — dit M. Jouaust — de placer derrière le transformateur un système à plusieurs lampes et non, comme on le fait souvent, une seule lampe détectrice. La résistance que nous avons appelée r_2 est beaucoup plus faible quand il s'agit d'une lampe détectrice que d'une lampe amplificatrice et ... on trouve des amplifications moins élevées ».

Nous ne comprenons pas pourquoi les expériences de M. Jouaust ont donné dans ce cas des amplifications moins élevées, ni comment l'application des formules de Miller conduit à prévoir ce résultat. En appliquant ces formules, M. Jouaust trouve que l'espace grille-filament d'un tube dont l'anode est fermée sur $R = 50.000^{\omega}$ est assimilable à une résistance de 8.000 ohms mise en série avec une capacité de 47 μμf. Transformons ce tube en détecteur par courbure-plaque, en polarisant sa grille (ce qui élève ϱ) et en fermant l'anode sur un milliamperemètre ; nous avons alors $\varrho >> R_a$, et en particularisant dans cette hypothèse les formules citées, nous trouvons :

Digitized by Google

$$C_g \overset{\omega}{=} C_1 + C_2 = 27{,}8 \ \mu\mu f., \text{ au lieu de } 47 \ \mu\mu f.$$

Même si $V_g = 0$, le transformateur débite sur une impédance qui devient, à 8.000 p. p. s., donc à l'extrémité supérieure du spectre :

$$\frac{1}{C_g \omega_2} = 0{\cdot}72 \ 10^6 \text{ ohms.}$$

Rapportée au *primaire* d'un transformateur de rapport 3, cela conduit à une impédance $\frac{0{,}72}{9} \times 10^6 = 80.000$ ohms.

Une lampe dont $K = 7$ et dont la résistance normale est de l'ordre de 7000^ω, amplifie environ k fois lorsqu'elle est fermée sur une impédance de 80.000 ohms.

D'ailleurs, notre impédance de débit étant environ le *double* de celle calculée par M. Jouaust pour un tube non détecteur, la conclusion inverse de celle de M. Jouaust semble s'imposer.

Les formules simples données par Barkhausen (qui ne tiennent pas compte de la capacité anode — cathode) indiquent une capacité apparente grille-cathode d'autant plus faible que l'impédance " de charge " est elle-même plus faible.

L'expression générale

$$C_g = C_{gc} + C_{ga}\left(1 + \frac{KZ}{\varrho + Z}\right),$$

où C_{gc} et C_{ga} sont respectivement les capacités grille-cathode et grille-anode, tend vers $C_{gc} + (K + 1) C_{ga}$ pour $Z >> \varrho$, et vers $C_{gc} + C_{ga}$ pour $Z << \varrho$.

La théorie complète d'amplificateurs à résistances nous apprend que l'emploi de résistances anodiques très élevées, si recommandable pour d'autres raisons, conduit généralement à l'affaissement, aux fréquences élevées, de la courbe de reproduction, toujours à cause de l'augmentation exagérée de la capacité apparente et de la conductance d'entrée du tube. Nous venons de voir que l'effet peut être inverse avec les transformateurs, *grâce aux fuites magnétiques*. (Voir à ce sujet l'étude de M. HARTSHORN, du *National Physical Laboratory*, (« Experimental Wireless and Wireless Engineer », aout 1928) qui montre le danger d'emploi des résistances anodiques élevées et de tubes à coefficient d'amplification élevé).

I. PODLIASKY.

Digitized by Google

CONFÉRENCES DE DOCUMENTATION

LA QUALITÉ DE LA RÉCEPTION RADIOPHONIQUE

(suite et fin) [1]

par P. DAVID,

Docteur-ès-Sciences,
Ingénieur au Laboratoire National de Radioélectricité.

VIII. — Amplification basse fréquence

La détection ayant été correctement exécutée, nous possédons un courant qui reproduit, à l'amplitude près, le courant microphonique ; il reste, en général, à l'amplifier, pour obtenir l'énergie suffisante à la mise en œuvre du haut-parleur. On emploie pour cela un ou plusieurs étages basse fréquence, entre lesquels le couplage se fait, soit par résistances, soit par transformateurs (2).

Examinons les conditions à remplir par ces dispositifs pour éviter la distorsion.

Tout d'abord, la distorsion non-uniforme est évidemment difficile à éviter avec le couplage par transformateur : obtenir que le rendement soit sensiblement constant par toutes les fréquences de 80 à 5.000 périodes, cela suppose autant de soin dans les études théoriques que dans la réalisation industrielle. Seul le constructeur spécialiste est en mesure de l'obtenir. Aussi indiquons nous seulement les conditions générales à réaliser :

rapport de transformation pas trop élevé (2,5 à 3 au maximum entre lampes françaises normales) ;

self-induction suffisamment grande pour assurer la reproduction des fréquences graves ; donc, beaucoup de fil et beaucoup de fer ;

capacité répartie, et pertes dans le fer, suffisamment faibles, pour assurer la reproduction des fréquences élevées ;

... conditions assez contradictoires, et dont on peut apprécier la réalisation seulement par le tracé de la courbe complète d'amplification. A titre d'exemple, nous donnons deux de ces courbes (fig. 10) l'une relative à

(1) Voir *O. E.*, 8, février 1929, p. 41.

(2) On appliquerait aisément des considérations analogues au couplage « par selfs », qui ne semble plus guère employé.

Digitized by Google

un transformateur construit par M. Decaux ; (1) l'autre à un transformateur (spécial pour télévision) construit par le Bell System.

Le premier ne présente d'affaiblissement marqué qu'au-dessous de la fréquence 100 ; le second réalise la perfection. Ces exemples montrent, contrairement à une opinion assez répandue, que le couplage par transformateurs n'est nullement incompatible avec une réception de qualité.

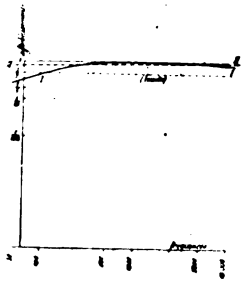


Fig. 10

Avec le couplage par résistances, la distorsion non-uniforme est plus facile à éviter ; encore faut-il y prendre garde, ce qu'on ne fait pas toujours. En particulier, pour reproduire correctement, les fréquences élevées, il faut que la dérivation formée par la capacité de la lampe, soit négligeable devant sa conductance normale ; cela impose un maximum de résistance intérieure, de l'ordre de 200.000 ohms ; diverses études ont montré que les amplificateurs récemment mis à la mode et comprenant des lampes spéciales avec des résistances de plaque de l'ordre du mégohm, ne sont nullement satisfaisants au point de vue fidélité. D'autre part, pour reproduire correctement les fréquences graves, il faut que les capacités de liaison soient suffisantes : 10 millièmes de microfarad ne sont pas trop.

La distorsion non-uniforme n'est pas la seule à éviter dans les amplificateurs basse fréquence. L'utilisation de caractéristiques courbes peut en effet, y provoquer également de la distorsion non-linéaire, et cela de façons assez différentes suivant le mode de couplage.

Considérons d'abord les grilles. On sait que le débit grille est pratiquement nul pour les tensions négatives, mais devient très appréciable pour les tensions positives. Si donc la grille est reliée au filament par le secondaire d'un transformateur, son potentiel moyen est fixe et égal à zéro, et elle subit, de part et d'autre, des variations alternatives. Le débit est donc bien plus considérable pendant les alternances positives, que pendant les négatives ; le transformateur est notablement chargé pendant les premières, presque à vide pendant les secondes ; d'où chute irrégulière de tension, déformation de la courbe. Pour l'éviter, il faut empêcher tout débit de grille, en polarisant négativement de manière que la tension instantanée ne dépasse jamais zéro ; cette polarisation est utile à tous

(1) Plusieurs transformateurs du commerce ont des courbes du même ordre.

Digitized by Google

les étages, mais surtout au dernier, puisque les variations de tension y sont les plus grandes.

Dans le couplage par résistances, la grille est reliée au filament par une résistance de plusieurs mégohms. Il en résulte que son potentiel moyen n'est pas fixe ; si des alternances positives la font débiter, la chute de tension dans la résistance augmente, et le potentiel moyen s'abaisse. La lampe *détecte* ; il y a régulation automatique du débit de grille, qui demeure très faible. Il n'y a donc pas de distorsion sur la tension de grille ; cela peut sembler fort séduisant ; mais nous allons voir que la distorsion est plus difficile à éviter sur la plaque.

Si, en effet, nous considérons maintenant ce qui se passe dans le circuit de plaque, nous retrouvons la condition que, pour éviter la distorsion non-linéaire, il faut utiliser seulement les parties rectilignes de la caractéristique. Pour un tube donné, il y a donc intérêt à se placer sensiblement au milieu de la portion rectiligne ; si la tension moyenne de grille est fixe, cela suppose simplement un réglage convenable de la tension de plaque, très facile en plaçant un milliampèremètre dans le circuit.

Tel est le cas avec le couplage par transformateur. Mais si, au contraire, la tension moyenne de grille n'est pas fixe, et s'abaisse automatiquement au fur et à mesure que la force du signal augmente, alors le point de fonctionnement se déplacera vers la gauche sur la caractéristique de plaque et la distorsion non-linéaire deviendra appréciable beaucoup plus tôt (fig. 11). C'est le cas des amplificateurs à résistances ; si l'on met des milliampèremètres sur les plaques, on voit généralement leurs aiguilles exécuter lors de la modulation, des mouvements désordonnés, ce qui est assez peu rassurant quant à cette distorsion.

Nous devons ajouter cependant que dans les transformateurs à noyau de fer, la courbe de perméabilité n'étant pas une droite, cela constitue, avec ce mode de couplage, une nouvelle cause de distorsion non-linéaire. On peut y remédier en choisissant de bonnes tôles, et en veillant à ce que le courant continu qui traverse le primaire, ne produise pas un flux trop intense. Une solution bonne, mais compliquée, consiste à dériver ce courant par une bobine de choc ; une autre plus simple est d'employer le montage symétrique (push-pull) ; en tous cas, la présence d'un petit entrefer est une excellente précaution, qu'on devrait toujours prendre.

En résumé, il est difficile de faire, entre le couplage par résistances et celui par transformateur, un choix définitif et sans appel. Tous deux peuvent être bons ; tous deux peuvent être mauvais. Comme le transfor-

Digitized by Google

mateur permet une amplification supérieure par étage, nous le croyons, la plupart du temps, plus avantageux ; mais cette préférence n'a rien d'absolu.

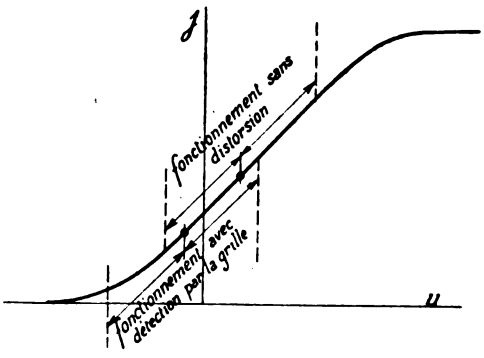


Fig. 11

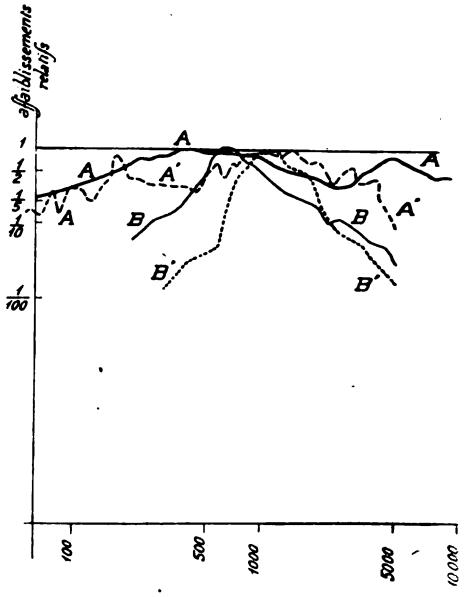


Fig. 12

IX. — Le haut-parleur

Nous arrivons maintenant au dernier organe de l'ensemble récepteur : celui qui transforme l'énergie électrique en énergie sonore.

Nous envisageons uniquement le cas du haut-parleur ; le casque, en effet, est une gêne excessive pour la plupart des auditeurs ; la reproduction la plus parfaite, obtenue dans cette petite boîte collée aux oreilles, ne donne jamais l'illusion d'une musique jouée à côté ; enfin, contrairement à l'opinion de bien des gens, les haut-parleurs ont fait assez de progrès pour pouvoir donner des réceptions excellentes.

C'est un fait que les premiers haut-parleurs fabriqués vers 1920, ne valaient pas grand'chose. Constitués d'un écouteur « renforcé » (?), marié avec un pavillon quelconque, ils réunissaient avec une perfection rare toutes les causes possibles de distorsion. Mais ces temps sont heureusement révolus. La théorie du haut-parleur a été faite de manière satisfaisante ; l'adaption au tube, l'organe vibrant, le pavillon ou le diffuseur, ont été méthodiquement étudiés. Nous ne pouvons ici, pas plus que pour

Digitized by Google

le transformateur basse fréquence, énumérer toutes les précautions que doit prendre le constructeur spécialiste pour tenir le juste milieu entre des exigences contradictoires ; nous rappellerons donc simplement les généralités essentielles.

Le plus difficile est d'assurer la reproduction uniforme des fréquences extrêmes. Pour les graves, ayant une grande amplitude, il faut que la palette soit robuste et possède une grande course ; il faut encore que le pavillon soit très long (plusieurs mètres pour les fréquences inférieures à 100), ou le diffuseur très grand et rigide ; si ce diffuseur ne vibre que dans un seul sens, il doit, en outre, être entouré d'une plaque de garde, pour empêcher le *court-circuit sonore* sur les bords. Pour les fréquences aiguës, il faut que la palette et le diffuseur soient très légers, que les tôles soient minces et d'excellente qualité.

Ce n'est pas tout. La distorsion non-linéaire serait à craindre, si les parties magnétiques travaillaient dans des portions courbes de leur caractéristique d'aimantation, si l'entrefer était petit et les mouvements de la palette appréciables par rapport à sa largeur ; si les tôles avaient de l'hystérésis ; d'après MEYER, ces conditions ne sont compatibles avec la puissance, que si l'on dispose une palette symétrique équilibrée, ou si l'on emploie une bobine mobile sans fer. Malheureusement, dans ce dernier cas, on perd en sensibilité, d'où complications pour obtenir l'amplification voulue.

On voit que le problème est délicat. De nombreuses courbes relevées en différents pays, montrent pourtant qu'il a été résolu de manière satisfaisante. A titre d'exemple, nous reproduisons fig. 12 quelques courbes, (en transformant les coordonnées pour les rendre comparables à nos figures précédentes) ; les courbes B et B' sont relatives à des haut-parleurs à pavillon : la reproduction est loin d'être uniforme. Au contraire, les courbes AA' de bons haut-parleurs à diffuseurs conservent dans toute la gamme une fidélité du même ordre que la *tolérance* admise.

X. — CORRECTION DES DÉFAUTS

Jusqu'ici nous avons admis que les appareils devaient être séparément « parfaits », et que la distorsion dans chaque opération devait être inférieure à une certaine limite.

Il est possible de poser le problème autrement, et d'admettre qu'on s'impose d'associer ensemble certains appareils dont les distorsions, en sens contraire, se corrigent mutuellement.

Digitized by Google

C'est une sujétion, une grande complication au point de vue commercial ; d'autre part, évidemment, cette correction n'est techniquement possible que si les défauts ne sont pas excessifs.

Sous ces réserves on peut la pratiquer. Par exemple :

a) l'émetteur peut transmettre avec plus d'amplification les fréquences *élevées* (amplification « S » des postes américains). (fig. 4, courbe 2).

b) les circuits sélectifs peuvent être combinés spécialement (filtres ; suite d'un circuit accordé avec 2 circuits désaccordés, etc...).

c) On peut corriger en basse fréquence l'excès de sélection de la haute.

d) De même certains haut-parleurs pourraient « corriger » des défauts.

L'emploi simultané de plusieurs haut-parleurs, chacun spécialisé à une gamme de fréquences, a été conseillé par plusieurs auteurs.

XI. — Conclusion

Au terme de cet exposé, nous pouvons conclure que les déformations, dans les récepteurs, ne sont point incurables. Le degré de qualité que nous avons défini comme désirable, peut être pratiquement atteint, et les auditions peuvent être artistiques.

Mais il faut deux conditions :

1° On apportera un soin particulier à la construction de l'appareil et en particulier, on veillera à ce qu'il ne produise pas un excès de sélection.

D'autre part on choisira le haut-parleur : c'est encore un des points faibles de l'ensemble. La mise en service courant des haut-parleurs à bobine mobile donnera vraisemblablement la solution la plus satisfaisante.

Si possible on emploiera un collecteur d'ondes dirigé.

Bien entendu tous ces soins doivent être pris simultanément ; en négliger un seul c'est compromettre le gain réalisé sur tous les autres.

2° On n'aura pas de prétentions exagérées en ce qui concerne la sensibilité et la sélectivité.

Nous avons vu qu'un signal trop faible ne pouvait sans détérioration, être isolé des parasites et des brouilleurs. Il y a donc une portée limite compatible avec la réception de qualité. Elle dépend naturellement de

Digitized by Google

la puissance du poste, de sa longueur d'ondes, de circonstances de la réception (ville ou campagne), de la proximité des brouilleurs, etc.

Mais il est intéressant de lui assigner une grandeur moyenne et approximative, au-delà de laquelle la réception de qualité, demeurant possible, ne pourra être normalement *garantie*.

Bien entendu, elle ne peut être fixée que par la pratique.

Nous ne connaissons pas de relevés systématiques faits en France ; mais, nous pouvons citer à titre d'exemple, les conclusions de divers auteurs américains. LLOYD ESPENSCHIED estime que pour avoir une réception « permanente et sûre toute l'année, sauf aux approches des orages » il faut un champ de l'ordre de 10 à 50 millivolts par mètre, ce qui assigne aux postes émetteurs les portées suivantes :

5 Kilowatts..... 25 Km.
10 Kilowatts..... 50 Km.

GOLDSMITH est un peu moins difficile et il évalue les portées ainsi :

5 Kilowatts..... 45 Km.
50 Kilowatts..... 160 Km.

EDWARDS et BROWN ont basé tout un travail récent sur les données suivantes, moyenne des observations sur une dizaine d'émetteurs : champ minimum 5 mV/m

portée moyenne pour..... 1 Kilowatt..... 18 Km (10 3/4 milles)
10 » ..... 45 »

dans les meilleures conditions possibles (réception à la campagne) propagation libre 1 Km..... 35 Km.
10 Km..... 100 Km.

Ces chiffres s'appliquent à la gamme 200-600^{m} ; ils doivent donc être légèrement majorés pour nos ondes « longues » de l'ordre de 1.500^{m}. Mais ceci fait, nous n'avons aucune raison de supposer que les lois de la propagation et de la sélection sont différentes des deux côtés de la « mare ». Nous avons donc là une sérieuse indication.

Il est évident que cette indication est assez contradictoire avec nos tendances actuelles. A Paris, parmi les brouillages les plus intenses, la réception des principaux postes européens est garantie par la plupart des constructeurs ; nous considérons donc comme normales des portées 5 à 10 fois plus grandes que celles ci-dessus.

La vérité est probablement quelque part entre ces deux tendances extrêmes. Sans prétendre l'y caser avec précision, il nous a paru intéressant de souligner l'opposition des deux écoles.

Digitized by Google

Bon nombre d'auditeurs ne sont pas satisfaits de la qualité des réceptions auxquelles ils ont assisté. Certains en arrivent à croire incompatibles la musique et la T. S. F. ; nous croyons leur rendre service, et amener à la reception radiophonique de nouveaux adeptes, en leur indiquant du moins que l'opposition n'existe qu'entre la *sensibilité excessive*, et la fidélité, et qu'en se bornant à l'écoute des postes puissants et rapprochés, on peut obtenir des résultats réellement artistiques.

P. DAVID.

DISCUSSION

M. R. RAVEN HART, M. I. R. E. ; nous a communiqué la note suivante :

Il y a quelques points particuliers sur lesquels je demanderai des renseignements supplémentaires à M. DAVID ;

1° N'est-il pas possible d'améliorer la qualité sans perdre sur la sélectivité (et sans être obligé d'employer un filtre passe-bande) en utilisant deux (ou plusieurs) circuits accordés, couplés fortement entre eux, accordés sur des fréquences voisines mais non identiques ;

2° Pourquoi M. DAVID n'a-t-il pas pris en considération l'effet de « démodulation », pour adopter le mot de BEATTY *(Experimental Wireless*, juin 1928) qui tend à réduire le degré de sélectivité théoriquement nécessaire.

3e N'y aurait-il pas avantage à utiliser la détection plaque au lieu de la détection grille par suite de la réduction de la sélectivité nécessaire. Autrement dit, la détection grille favorise les signaux faibles dûs à une émission gênante et qu'un certain degré de sélectivité n'a pas supprimés. Au contraire avec la détection plaque, cette émission disparaîtra, parce que cette détection ne favorise pas les signaux faibles. Même pour des signaux suffisamment faibles, cet effet est encore plus prononcé, car la sensibilité de la détection tend alors à être proportionnelle au carré de l'intensité.

4° Au lieu de reproduire uniformément les fréquences audibles entre certaines limites, ne serait-il pas préférable de réduire les fréquences supérieures, parce que l'oreille « croiera » les entendre plus forts que les fréquences graves si en réalité elles ont la même force et si nous avons réduit le volume général des signaux (ce qui est presque toujours le cas). Il faut noter que cette réduction nous paraît intéressante parce qu'elle permet d'augmenter la sélectivité.

Digitized by Google

M. BORIAS nous a aussi communiqué la note suivante :

Dans sa très intéressante conférence, M. DAVID a exposé la condition que doit remplir une courbe de résonance pour pouvoir utiliser dans le détecteur toutes les oscillations haute fréquence contribuant à la reproduction des fréquences accoustiques qui existaient à l'émission et nécessaires à la restitution du timbre exact. Il a conclu que la largeur de la bande passante de la courbe de résonance devait être telle que la séparation de deux stations de fréquences très voisines, dont l'une très rapprochée ne pouvait être assurée que par des circuits filtres compliqués et non par les montages courants du marché.

Nous voudrions montrer qu'il est possible avec des courbes de résonance de largeur de bande donnée d'obtenir une restitution de fréquences plus étendue que dans le cas envisagé par M. DAVID et en tous cas à restitution donnée, d'utiliser des courbes de résonance plus aiguës assurant la sélectivité exigée.

Dans le cas de la courbe de résonance idéale, rectangulaire de largeur 10000 périodes, en réglant l'onde porteuse de l'émission au centre de cette bande, nous avons vu que les deux bandes de modulation sont reçues à la fois sur 5000 périodes. Toute fréquence de modulation f inférieure à 5000 périodes donne deux ondes l'une de fréquence $F + f$ et l'autre $F - f$ qui reçues par la courbe théorique avec la même amplitude, s'ajoutent en phase et doublent dans la détection leur amplitude commune.

Si au lieu de placer l'onde porteuse au centre de la bande passante, nous l'avions amenée à l'une des extrémités du palier, nous ne recevrions qu'une bande de modulation ; l'autre ne serait pas utilisée. Il en résulterait une baisse de moitié de l'amplitude, mais l'étendue des fréquences restituées atteindrait 10.000 périodes au lieu de 5.000 précédemment.

Si avec les éléments du filtre de 10.000 périodes de bandes passante, nous en avions réalisé un de 5.000 périodes seulement, la différence de 1 à 2 aurait largement été rattrapée et l'écart du brouilleur augmenté, surtout si l'on ne reçoit que la bande de modulation opposée au brouilleur.

De plus, dans le cas où l'on reçoit les deux bandes à la fois, celles-ci ne se contentent pas dans la détection de battre avec l'onde porteuse pour redonner la fréquence f d'émission mais battent entre elles pour donner l'octave $2f$ qui n'existait pas à l'émission. Ce doublage de fréquence peut devenir sensible si la profondeur de la modulation est grande.

Dans le cas où l'on n'utiliserait qu'une seule bande, ce doublage disparaît.

Digitized by Google

A vrai dire comme le fait remarquer M. David, rares sont les courbes de résonance ayant la forme idéale.

Nous ferons remarquer d'abord qu'une courbe de résonance qui se

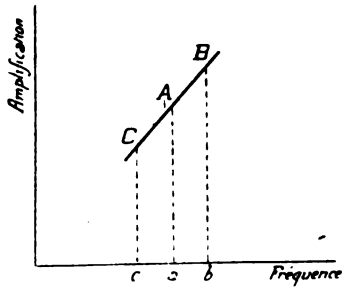


Fig. 1

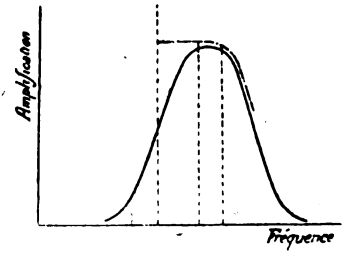


Fig. 2

traduirait par un segment de droite représentant l'amplification en fonction de la fréquence, ce serait le cas d'une impédance Lω travaillant loin de sa période propre, pourrait elle-même restituer après détection une basse-fréquence constante en amplitude de part et d'autre d'une onde porteuse située au centre de l'élément rectiligne.

En effet la somme $Bb + Cc = 2Aa$ (Fig. 1).

Dans une courbe de résonance (fig. 2) telle que l'on peut en réaliser pratiquement, ayant environ 2000 périodes de largeur de palier, le réglage de l'onde porteuse au centre de ce palier ne restituerait que 1000 périodes et atténuerait rapidement toutes les fréquences au-dessus.

En plaçant l'onde porteuse à l'une des extrémités du palier, on restituerait environ 2000 périodes, les plus graves avec la même amplitude que précédemment, les autres avec une amplitude moitié moindre.

En amenant enfin l'onde porteuse vers le milieu de l'une des branches descendantes, la valeur de la basse-fréquence représentée en pointillé pourra atteindre 3500 à 4000 périodes pour lesquelles les variations d'amplitude n'excéderaient pas de 1 à 2, valeur que M. David nous a montré être admissible.

L'amplitude moyenne ne sera pourtant que le 1/4 de celle du premier réglage, l'onde porteuse étant elle-même diminuée de moitié. Il suffira d'opérer ce déréglage avant de doser l'amplification à la valeur optima pour le haut-parleur et consentir la réduction d'intensité dans ce déréglage d'abord pour obtenir des restitutions excellentes ensuite.

Il nous a semblé qu'à leur insu peut-être, bien des usagers utilisaient

Digitized by Google

cet artifice et préféraient façonner la reproduction acoustique au mieux de leur goût au lieu de s'en tenir au caverneux réglage « au plus fort » des récepteurs très sélectifs.

Réponses de M. DAVID. — 1° Je ne crois pas que l'emploi des circuits couplés et désaccordés soit bien avantageux. Il permet en effet d'arrondir le haut de la courbe, mais en ralentissant aussi la chute sur les côtés. Pour améliorer sensiblement la sélection, il faut constituer des ensembles assez complexes donnant non seulement une résonance sur l'onde à recevoir, mais aussi une contre-résonance avec étouffement systématique de l'onde brouilleuse. De tels ensembles me paraissent mériter le nom très général de filtres.

2° L'article de Beatty *(Exp. Wir.*, juin 1928) semble fondé sur une analyse géométrique insuffisamment précise et un sur sens arbitrairement attribué au terme « détection linéaire » ; il néglige aussi l'effet de la « réaction » sur l'amortissement. Le calcul complet montre que la démodulation ne se produit qu'avec une détection proportionnelle au carré ; dans ce cas, les signaux faibles sont défavorisés, ce qui était évident à priori.

3° Cette même influence peut être plus notable dans la détection par la plaque ; tout dépend de l'amplitude à l'entrée du détecteur.

4° La question de reproduction à un niveau différent de l'origine soulève des difficultés spéciales ; elle est d'ailleurs liée avec la « compression des nuances ». J'avais exclus ce cas, mais je serais heureux de le voir traiter à la Société des Amis de la T. S. F.

5° La remarque de M. BORIAS est très intéressante ; certainement bon nombre d'usagers l'utilisent sans y prendre garde, et cela est une des raisons pour lesquelles la situation est acceptable.

Mais si l'on tient compte qu'elle est applicable d'un seul côté, qu'elle entraîne une perte d'amplitude de moitié, soit 6 décibels ; qu'enfin, vu la forme des courbes de résonance, elle n'est pas toujours aussi avantageuse que M. BORIAS le suppose, on est amené à penser que le gain obtenu, certes réel, ne suffit pas à modifier sensiblement notre conclusion générale.

Digitized by Google

CORRECTION DES DÉFORMATIONS DANS LES POSTES RÉCEPTEURS

Appareil ou Opération considérés	TYPE DE LA DÉFORMATION		
	Superposition de sons parasites et variations d'intensité.	Distorsion non-uniforme (reproduction irrégulière des diverses fréquences).	Distorsion non-linéaire (reproduc. inégale des amplitudes — création d'harmoniques).
Propagation	Champs suffisamment forts, donc portées faibles. Emplacement du récepteur.		
Captation	Collecteur d'ondes à *pouvoir directif*.		
Sélection	Emploi de systèmes à courbes de résonance presque rectangulaire (suites de circuits résonants, bouchons, filtres).	Ne pas exagérer la sélection pour ne pas supprimer les fréquences élevées.	
Amplification haute fréquence		Peu de réaction sur les ondes courtes ; pas du tout sur les longues ni après changement de fréquence.	
Détection		Capacité faible (0,05 mill.). Résistance faible (1 mégohm).	Baisse de courant de 0,5 milliamp. dans la plaque.
Amplification basse fréquence	Filtrage de la tension de plaque. Précautions pour le chauffage en alternatif.	Pas de réaction.	Polarisation négative des grilles. Tensions de plaques élevées. Tubes suffisamment puissants. Pas de surcharge.
		Montage à résistances : Résistance des lampes, pas trop grandes (200.000 ohms). Capacités de liaison, suffisantes (10 mill.).	Résistances de grille pas trop grandes.
		Montage à transformateurs : **Choix des tôles** Nombre de tours grand. Rapport de transf. assez petit. Capacité répartie faible.	Entrefer. Montage symétrique (push-pull). Dérivation du courant continu.
		Pas de bobines de choc ni de capacités au hasard ;	
Haut-parleur		Théorie correcte du mécanisme et du diffuseur **Choix des tôles** Pavillon très long (1,80 m.). Diffuseur à la fois grand, léger et rigide. Plaque de garde, ou double cône.	Amplitude de la vibration de la palette, petite par rapport à l'entrefer ; ou palette équilibrée symétrique. Variations alternatives de flux, petites par rapport au flux permanent. Portion utilisée de la courbe de magnétisme, rectiligne. (Cette distorsion est négligeable dans les appareils à bobine mobile sans fer).

Digitized by Google

SUR L'ORIGINE DE CERTAINS PARASITES

par Ch. MAURAIN,

Directeur de l'Institut de Physique du Globe,

Doyen de la Faculté des Sciences.

SOMMAIRE. — L'analogie entre la variation diurne de l'agitation magnétique et celle d'une des catégories de parasites suggère l'idée d'une relation entre ces deux phénomènes. Un travail récent d'Eckersley manifeste une telle relation. Les variations diurne et annuelle des orages sont d'autre part semblables à celles d'une autre catégorie de parasites, qui paraît bien avoir son origine dans les phénomènes orageux ; la comparaison des cartes de fréquence des orages et de ces parasites est susceptible de renseigner sur la portée de ceux-ci, qui est très discutée. Les travaux dans lesquels sont observées les concordances entre les parasites, phénomènes électromagnétiques, et les circonstances météorologiques, sont précieux pour l'étude des relations entre les propriétés météorologiques et électriques de l'atmosphère.

Dans l'important mémoire qu'il a consacré aux atmosphériques dans *L'Onde Electrique* (1926, p. 301), R. Bureau caractérise trois types de variations diurnes et en déduit comme vraisemblable l'existence de trois causes distinctes d'atmosphériques. Dans la suite de son très intéressant exposé, il cherche surtout, en s'appuyant particulièrement sur ses propres travaux, à rattacher ces origines à des circonstances météorologiques. Il considère « qu'il y a deux types principaux d'atmosphériques : les uns dus à l'action du soleil sur le sol échauffé, et aux mouvements ascendants qui en résultent, les autres provoqués par les perturbations de l'atmosphère elle-même ». Et, après avoir indiqué les caractères qui distinguent ces deux types, il ajoute « que tous deux sont pourtant attribuables en dernier ressort aux mouvements ascendants de l'air ».

Ayant étudié en collaboration avec M. Eblé la variation diurne de l'agitation magnétique, c'est-à-dire des perturbations continuelles qu'éprouvent les éléments magnétiques (1), j'ai attiré l'attention sur le fait que cette variation (maximum la nuit, en moyenne vers 22 h., minimum dans la matinée, en moyenne vers 8 h.) est analogue à l'un des types de variation diurne des atmosphériques, et sur ce que ce parallélisme est

(1) Ch. Maurain et L. Eblé, Variation diurne de l'agitation magnétique au Val-Joyeux près Paris, C. R., t. 186, 1928, p. 1641. Cette étude a porté sur 11 années d'observations continues des variations magnétiques par appareils enregistreurs.

Digitized by Google

favorable à l'idée d'une relation entre les perturbations magnétiques et la catégorie d'atmosphériques (ou mieux parasites) correspondant à ce type de variation diurne. Dans une séance de la Société Météorologique où je faisais cette remarque, R. Bureau s'est montré opposé à l'idée d'une relation de ce genre, comme il l'a fait d'ailleurs dans le mémoire cité ci-dessus (p. 336).

Or Eckersley a signalé récemment (*Nature*, 17 Nov. 1928, p. 768) qu'une longue suite d'observations de parasites de caractère musical (whistlers) lui a montré que ces parasites sont associés aux perturbations magnétiques ; ils sont énormément plus nombreux pendant les jours troublés au point de vue magnétique que pendant les jours calmes.

Il semble donc qu'il y ait lieu de revenir sur les théories dites « cosmiques » de certains parasites. Les parasites sont très complexes et ont probablement des origines diverses ; il en est de même des perturbations magnétiques : des observations prolongées portant sur les deux phénomènes permettront de préciser leurs relations. En particulier les fortes perturbations magnétiques se présentent avec un caractère de quasi-simultanéité sur de très grandes étendues, et les graphiques donnés par des appareils enregistreurs en des Stations distantes de plusieurs centaines de kilomètres et davantage sont tout à fait semblables ; les parasites dûs aux mêmes causes que ces perturbations doivent avoir des caractères analogues.

***

Cette remarque me conduit à en faire une autre, relative à une autre catégorie de parasites considérée par R. Bureau dans son mémoire ; il s'agit de la catégorie qui correspond au type de variation diurne présentant un maximum aux heures chaudes de la journée.

L'idée d'une liaison entre les parasites et les phénomènes orageux s'est présentée naturellement dès le début, et a été appuyée par les observations de nombreux auteurs français et étrangers. R. Bureau s'élève avec raison contre certaines interprétations supposant sans preuves suffisantes que tels parasites bien déterminés sont les effets de telles décharges atmosphériques observées à distance plus ou moins grande. Mais je crois qu'il n'accorde pas suffisamment d'intérêt, aupoint de vue de l'origine des parasites, à la relation existant dans l'ensemble entre les phénomènes orageux et les parasites.

Cette relation paraît bien manifeste entre les phénomènes orageux

Digitized by Google

et les parasites dont la variation diurne présente un maximum aux heures chaudes de la journée. Il est bien connu que les phénomènes orageux des régions tempérées ont une variation diurne de ce genre. Le même parallélisme existe entre les variations annuelles des deux phénomènes. R. Bureau dit de la variation annuelle des parasites (*loc. cit*, p. 316) : « Dans les régions tempérées, on constate toujours que les atmosphériques ont plus d'importance l'été que l'hiver. Mais il semble que ceci soit surtout sensible pour les atmosphériques, qui, dans la variation diurne, ont un maximum dans l'après-midi. » Or on sait que les phénomènes orageux sont aussi le plus fréquents dans les mois chauds. Voici à ce sujet une statistique inédite que j'avais faite il y a quelques années en vue d'autres considérations.

On trouve dans les Annales du Bureau Central Météorologique une statistique des orages en France, établie de 1881 à 1902 par Fron, et ensuite (de manière un peu différente) par Angot puis par Dongier, de 1902 à 1913. Si pour ces 33 années on calcule la proportion des orages dans chacun des mois, pour l'ensemble de la France, on trouve les résultats suivants :

Proportion des orages en France pendant les différents mois

Janv.	Févr.	Mars	Avril	Mai	Juin	Juill.	Août	Sept.	Oct.	Nov.	Déc.
1,04	1,42	3,47	7,37	16.00	19.02	18,50	15,60	9,45	5,07	1,89	1,17

La répartition géographique de ces parasites manifeste le même parallélisme avec les phénomènes orageux que les variations moyennes diurne et annuelle : comme les orages, les parasites sont plus fréquents loin de la mer que près de la mer. R. Bureau critique les méthodes statistiques de comparaison des orages et des parasites. (*loc. cit.*, p. 325) : « On a beaucoup usé en cette matière de la méthode statistique. Mais, comme il fallait toujours faire, au départ, une hypothèse sur le rayon dans lequel il convenait de considérer les orages, la méthode statistique employée comportait toujours une grande part d'arbitraire. Malgré tout la comparaison des cartes de fréquence d'orages avec celles de la fréquence des atmosphériques indique, dans certains cas, un parallélisme satisfaisant des orages et des roulements (grinders) caractérisés par le deuxième type de variation diurne ».

Il me semble que la base de ces comparaisons statistiques n'est pas tellement arbitraire, et que leurs résultats portent à penser que les parasites de cette catégorie ont comme origine les phénomènes orageux, phénomènes complexes dont les éclairs sont une manifestation. La compa-

Digitized by Google

raison avec un détail plus ou moins grand des cartes de fréquence des orages et de ces parasites est susceptible de renseigner sur la portée générale de ceux-ci qui a donné lieu à beaucoup de discussions.

***

Dans ce qui précède sont envisagées deux origines de certains parasites : l'une, commune avec celle de certaines perturbations magnétiques, se place à part des origines à base météorologique, indiquées par R. Bureau ; l'autre, qui fait intervenir les phénomènes orageux, est au contraire en liaison étroite avec les phénomènes météorologiques, puisque les orages sont la conséquence de circonstances météorologiques particulières.

Dans son étude, R. Bureau recherche les circonstances météorologiques liées aux parasites. Mais les parasites sont des phénomènes électromagnétiques, et rechercher les circonstances qui leur correspondent revient à caractériser des circonstances météorologiques donnant lieu à des manifestations électromagnétiques. R. Bureau montre que certains parasites sont liés à des courants ascendants d'air chaud ; mais de tels courants provoquent la formation de nuages orageux, de sorte que cette conclusion appuie, indirectement, la théorie attribuant aux phénomènes orageux l'origine d'une catégorie de parasites.

En somme, puisque les parasites sont de nature électromagnétique, c'est dans les phénomènes électromagnétiques qu'on doit en chercher l'origine ; les phénomènes électromagnétiques qui se produisent dans l'atmosphère à différentes hauteurs, et ceux d'origine cosmique, sont complexes et actuellement assez mal connus ; l'étude des parasites ajoute un procédé à ceux dont on dispose pour les étudier ; en particulier, les travaux, tels que ceux de M. Bureau, dans lesquels on étudie les relations existant entre les circonstances météorologiques et les parasites sont très précieux pour accroître les connaissances sur les relations entre les propriétés météorologiques et les propriétés électriques de l'atmosphère.

CH. MAURAIN.

Digitized by Google

SUR L'ORIGINE DE CERTAINS PARASITES

par R. BUREAU,

de l'Office National Météorologique.

SOMMAIRE. — Résumé des arguments en faveur de l'origine météorologique des atmosphériques nocturnes. Les recherches relatives à ce sujet sont susceptibles de mettre en lumière certains rapports entre les phénomènes météorologiques de la troposphère et les phénomènes électriques de la très haute atmosphère.

Les atmosphériques d'après-midi (atmosphériques stagnants) sont, comme les orages, un effet des situations météorologiques orageuses, mais ne sont pas un effet des orages proprement dits (c'est-à-dire des éclairs).

Comment peut être expliquée la formation météorologique de la plupart des atmosphériques.

Les observations de M. Maurain ont trait à deux catégories d'atmosphériques : les atmosphériques nocturnes d'une part, les atmosphériques d'après-midi, dénommés aussi stagnants d'autre part. Si, sur les atmosphériques nocturnes, mon opinion diffère toujours de celle de M. Maurain, j'explique ci-après pourquoi il n'en est pas de même pour les atmosphériques stagnants où nos divergences sont plus apparentes que réelles.

Il est certain d'ailleurs, que, dans un tel sujet, la recherche individuelle risque de se confiner en des limites trop étroites élevées pour défendre des opinions trop rigides. Rien ne peut lui être plus favorable que l'épreuve de la critique et de la discussion. Et comme très courtoisement, M. Maurain m'a invité à exposer mon opinion à la suite de la sienne, j'en profiterai, après l'avoir remercié, pour préciser quelques idées que j'ai autrefois présentées trop sommairement et pour les étayer par le résultat de quelques expériences effectuées depuis 1926.

***

Les atmosphériques nocturnes sont remarquables par la régularité de leur variation diurne, et, par dessus tout, par la régularité de leur brusque disparition aux environs du lever du soleil (voir fig. 1). Il n'y a dans aucun phénomène météorologique une variation diurne aussi marquée. Cela semblerait indiquer qu'il faut chercher ailleurs que dans les phénomènes météorologiques la cause prédominante des atmosphériques nocturnes. Aussi bien des auteurs (et moi-même autrefois, voir *Onde Electrique*, 4, 1925, 40) l'ont-ils cherchée dans une action de la propagation des ondes, c'est-à-dire finalement dans une action des phénomènes

Digitized by Google

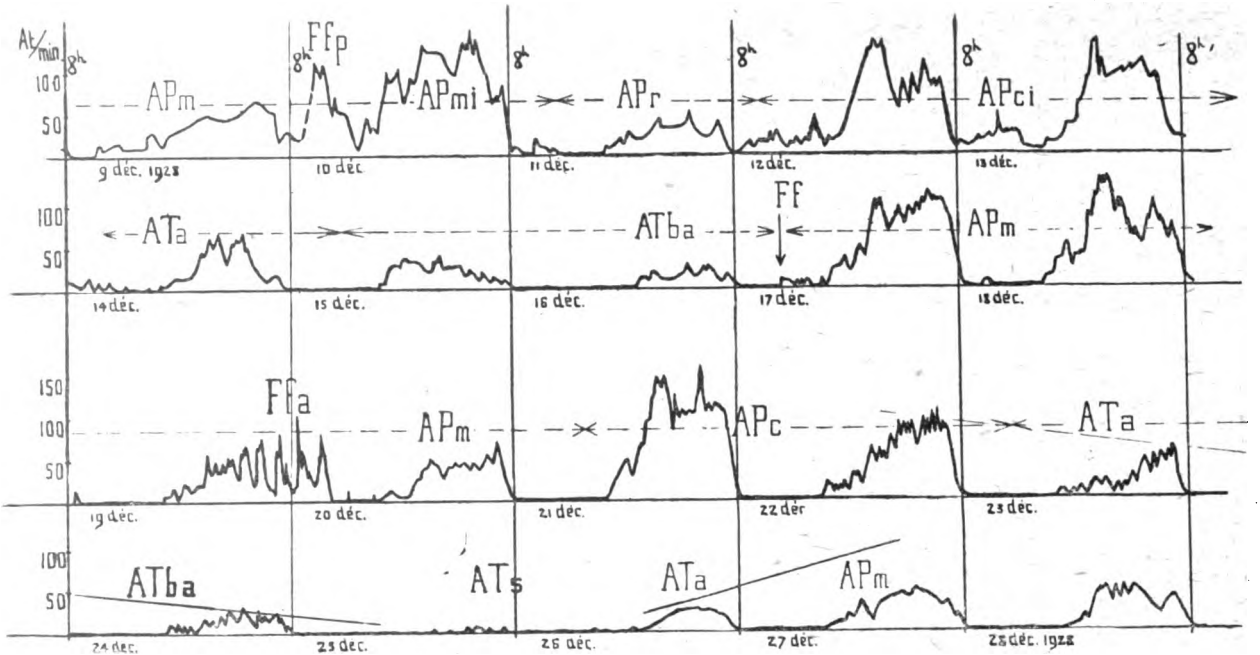


Fig. 1. — Nombre d'atmosphériques par minute (At/min) à Saint-Cyr, du 9 au 28 décembre 1928 (F = 50 Kc/s (6000 m) et origine des masses d'air dans lesquelles se trouvait l'antenne réceptrice.

APc = air polaire continental
APci = air polaire continental instable
APm = air polaire maritime
APmi = air polaire maritime instable
APr = air polaire de retour (déjà partiellement stabilisé)
ATa = air tropical en altitude
ATba = air tropical à basse altitude (front chaud)
ATs = air tropical au sol (secteur chaud)
Ff = front froid
Ffa = fronts froids en altitude
Ffp = front froid prononcé

On remarque : *a*) la descente régulière de la courbe entre 7 h. 1/2 et 8 h. du matin. La nature des masses d'air n'a pas d'influence sur cette régularité sauf au cas de passage de fronts froids (10 et 20 décembre).

b) l'énorme influence de la nature de la masse d'air sur l'amplitude du maximum nocturne ; en particulier l'influence progressive des fronts chauds (du 13 au 17 et du 22 au 26 décembre).

Digitized by Google

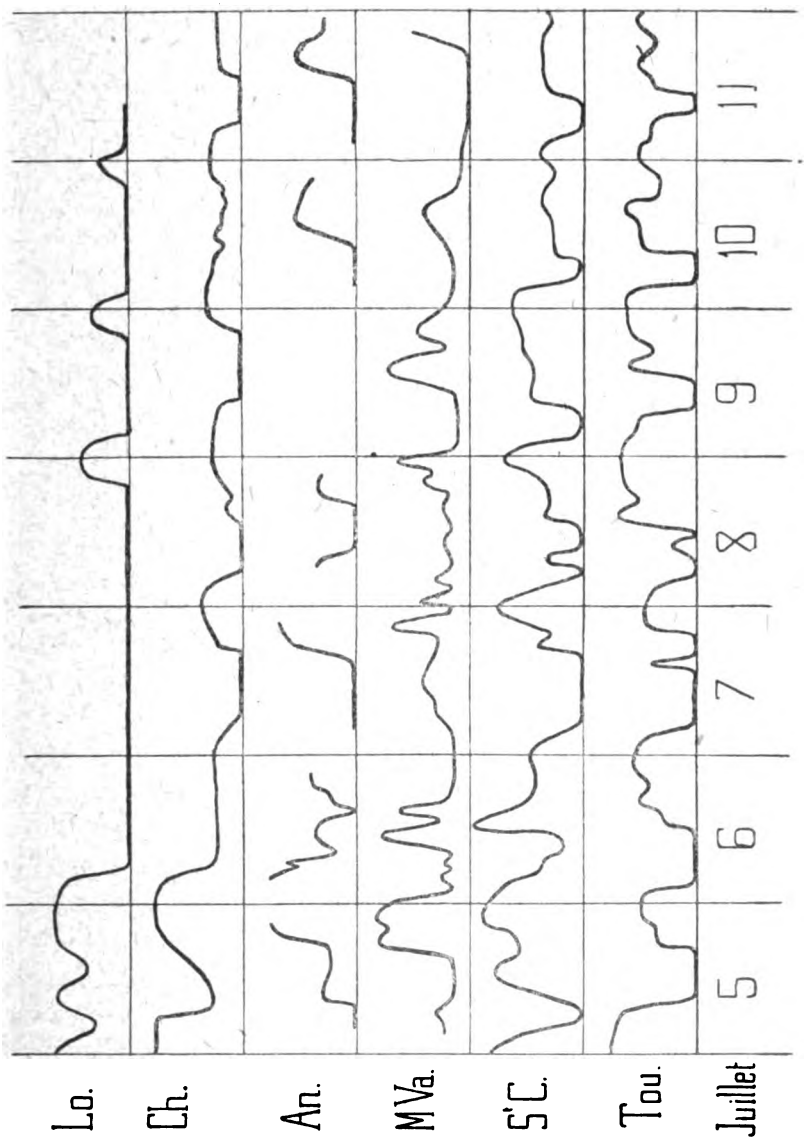


FIG. 2. — Evolution des parasites atmosphériques en diverses stations françaises du 5 au 11 juillet 1928. Courbes tracées d'après les observations effectuées à Lorient-(LO.), Cherbourg (CH.) sur 600 mètres de longueur d'onde ; Angers (AN.), Mont Valérien (M. Va.), Saint-Cyr (St-C.), sur 2.220 mètres de longueur d'onde et à Toulon (Tou.) sur 800 mètres de longueur d'onde — (après le passage d'un corps nuageux orageux le 5 accompagné d'atmosphériques forts, extension sur la France de l'anticyclone océanique, et calme relatif des parasites atmosphériques. On constate la prédominance des atmosphériques nocturnes. Si des parasites ont été provoqués par l'orage magnétique du 7 et 8 juillet, leur amplitude ne semble pas avoir été suffisante pour modifier l'allure générale des atmosphériques normaux.

Digitized by Google

électriques de la haute atmosphère. Les recherches ultérieures m'ont peu à peu éloigné de cette opinion. Sans en développer ici toutes les raisons, je voudrais en signaler les principales :

1) les atmosphériques nocturnes disparaissent au-dessus des couches d'inversion (phénomène signalé par J. Lugeon et constaté récemment encore par moi-même sur las enregistrements comparés du Mont-Valérien et de Saint-Cyr).

2) l'amplitude et le nombre des atmosphériques nocturnes sont très variables ; cette variation est en relation étroite avec la situation météorologique. La fig. 1 en donne des nouveaux exemples.

3) les orages magnétiques ne semblent pas être accompagnés d'une recrudescence d'atmosphériques, en particulier les orages du 26 janvier 1926 et du 7 juillet 1928 (fig. 2).

4) le minimum des atmosphériques a lieu vers 8 h. en hiver, mais en été il a lieu plustôt et toujours aux environs du lever du soleil. Or les recherches de MM. Maurain et Eblé montrent que le minimum diurne de l'agitation magnétique se déplace en sens inverse et se rapproche de midi en été.

Il ne serait cependant pas légitime d'affirmer que les quatre ordres de faits précédents excluent toute relation entre parasites atmosphériques et magnétisme. Ils m'amènent pourtant à penser que la relation entre les deux ordres de phénomènes n'est pas simple et qu'il s'y superpose en tous cas une action météorologique assez vigoureuse. Donc, si l'on parvient à mettre en lumière une action magnétique sur les atmosphériques nocturnes, on aura par là même, comme l'indique M. Maurain, précisé les rapports des phénomènes météorologiques de la troposphère avec l'ensemble des phénomènes électromagnétiques et voici comment :

Les deux liaisons

Ra « parasites atmosphériques ⟷ phénomènes de la troposphère »

et

Rb « parasites atmosphériques ⟷ agitation magnétique »

donneraient par comparaison des indications sur la liaison.

Rc « agitation magnétique ⟷ phénomènes de la troposphère »

qui, par comparaison avec la liaison déjà en partie connue,

Rd « agitation magnétique ⟷ ionisation de la très haute atmosphère » conduirait à étudier la liaison possible

Digitized by Google

Re « ionisation de la très haute atmosphère ⟷ phénomènes de la rroposphère »

De même l'étude de la propagation des ondes conduit à une conclusion analogue.

On y constate en effet une liaison certaine

Rf « ionisation de la très haute atmosphère ⟷ propagation des ondes », une liaison très vraisemblable et déjà signalée par divers auteurs

Rg « phénomènes de la troposphère ⟷ propagation des ondes »

Donc s'il existe une liaison

Re « ionisation de la très haute atmosphère ⟷ phénomènes de la troposphère », la comparaison des liaisons Rf et Rg sera très utile pour en faciliter l'étude.

Au total ceci aboutit à étudier toutes les liaisons

Rs « activité solaire ⟷ phénomènes terrestres »

Les observations de M. Maurain peuvent donc se résumer ainsi :

« La liaison Ra a été jusqu'ici beaucoup plus étudiée que la liaison Rb : Rb paraît pourtant pour certains atmosphériques l'emporter sur Ra »

Quant à la note de T. L. Eckersley, elle a trait à des perturbations perceptibles sans aucun détecteur, qui ne sont point à proprement parler des atmosphériques. Il serait intéressant de vérifier s'il n'y a pas de relations entre ces perturbations que T. L. Eckersley dénomme « whistlers » et les atmosphériques proprement dits. On aurait alors un élément nouveau de la liaison Rb. Il me faut encore citer ici comme élément possible de cette liaison Rb les résultats publiés récemment (1) par L. W. Austin, d'après lesquels les moyennes annuelles des atmosphériques à Washington paraissent varier en sens inverse de l'activité solaire (2).

De toutes manières, pour l'étude de Ra comme pour celle de Rb, il convient de multiplier les enregistrements d'atmosphériques.

***

Je suis totalement en accord avec M. Maurain sur les atmosphériques

(1) Proc. Inst. Rad. Eng. **16**, 1928, 1252.

(2) Cependant, même si ce résultat se confirme au cours des prochaines années, il resterait à montrer qu'il n'y a pas là un effet indirect. En effet, il peut arriver que l'activité solaire agisse directement sur la circulation générale de l'atmosphère, renforçant (ou rendant plus fréquentes) aux périodes de faible activité, les situations orageuses favorables au développement des atmosphériques stagnants. Dans ce cas, l'action solaire s'exercerait sur l'état électrique de la basse atmosphère par l'intermédiaire des phénomènes météorologiques.

Digitized by Google

d'après-midi (stagnants). Nos divergences ne sont qu'apparentes. Il est certain qu'un travail statistique où l'on tiendrait compte successivement de la fréquence des orages dans des cercles de divers rayons éliminerait la part d'arbitraire qui provient du choix du rayon et nous apporterait des précisions sur la portée moyenne des atmosphériques de situation orageuse. Un tel travail, à ma connaissance, n'a pas encore été effectué. Depuis 1926, Austin a publié (1) les résultats d'une étude statistique portant d'une part sur l'intensité des atmosphériques à Washington à 15 h. du temps local et d'autre part sur la fréquence des orages dans un rayon de 300 km. Le résultat fait apparaître une liaison étroite entre les phénomènes (d'où conclusions d'Austin favorables à une portée assez restreinte des atmosphériques considérés). Mais, et c'est ici le point que j'ai tenu et que je tiens encore à préciser, ceci n'implique aucunement que les atmosphériques soient une conséquence des orages, c'est-à-dire des éclairs. Il faut bien distinguer entre « orage » et « situation orageuse ». Mon travail de *l'Onde Electrique* de 1926 étant trop peu explicite à ce sujet, je crois utile de reproduire ce que j'écrivais la même année dans une autre publication (2) :

« Les situations météorologiques qui les amènent en France (les atmosphériques stagnants) sont surtout les situations orageuses du Sud-Ouest accompagnées de systèmes nuageux orageux (3). Les orages éclatent alors un peu partout sans qu'on puisse trouver un ordre quelconque dans leur répartition. La continuité des atmosphériques violents semble bien être l'indice d'un état électrique de l'atmosphère particulièrement favorable à l'éclosion des orages. Les atmosphériques, là encore, bien qu'annonciateurs d'orages, n'en sont pas la conséquence plus ou moins lointaine... Ce que l'on peut dire légitimement, c'est qu'il n'est pas de situation orageuse qui ne soit accompagnée d'atmosphériques violents. Ici encore, orages et atmosphériques sont dus à la même cause, l'instabilité verticale de l'air, mais, cette fois, cette instabilité est provoquée, non plus par des mouvements dynamiques, mais par l'échauffement rapide des couches basses de l'atmosphère par le soleil et par l'intermé-

(1) Proc. Inst. Rad. Eng. **15**, octobre 1927, 837.

(2) Comptes-rendus Association Française Avancement des Sciences, Congrès de Lyon 1926, p. 268.

(3) J'ai été amené depuis à constater depuis que les atmosphériques stagnants apparaissent parfois bien avant le système nuageux orageux, annonçant ainsi l'établissement des situations orageuses du Sud-Ouest (pseudo front polaire). Un cas de ce genre (13-7-1928) est étudié dans la communication que j'ai faite à l'Assemblée Générale de l'U. R. S. I. à Bruxelles en septembre 1928.

Digitized by Google

diaire du sol, cette instabilité ne dégénérant en violents mouvements de convection que dans des situations météorologiques particulières (situations orageuses). On voit donc que si les atmosphériques ne sont pas, dans leur ensemble, une émanation des orages, leur étude n'en est pas moins très importante pour l'étude de ces derniers. On peut même affirmer que tout se passe comme si les orages ne nous avaient ouvert, d'une manière intermittente, qu'une étroite lucarne sur la vie électrique de l'atmosphère. Les atmosphériques nous offrent une vaste fenêtre ouverte en permanence».

***

Une dernière considération trouve sa place ici : j'ai très souvent été amené à émettre l'opinion que les trois catégories d'atmosphériques étaient, en dernière analyse, provoquées par l'instabilité thermique verticale de l'atmosphère et par les courants de convection qui en résultent. Il peut paraître étonnant, à première vue, qu'un simple phénomène d'ordre cinématique puisse avoir ainsi une influence décisive sur un phénomène purement électromagnétique comme les atmosphériques. Voici comment on peut concevoir le mécanisme de cette action :

Quand l'atmosphère est stratifiée d'une manière stable et qu'il n'y a par suite aucun échange entre les diverses couches superposées, la répartition du potentiel est également stable et il n'y a aucune raison pour qu'il existe des gradients horizontaux sensibles entre deux points voisins situés au même niveau. Les cas de stratification stable se rencontrent exempts de perturbations en automne et au printemps dans les masses d'air tropical des régions tempérées. C'est un fait maintenant bien établi que ces masses d'air sont très pauvres en atmosphériques.

Par contre, quand se développent des mouvements verticaux ascendants et descendants (la présence des uns entraîne celle des autres), des particules d'air émanant de niveaux très différents se trouvent à chaque instant amenées sur le même niveau et à faible distance l'une de l'autre. D'où, à tout instant, création en tous points de gradients électriques horizontaux relativement élevés (1). Cet effet est d'autant plus sensible que les courants horizontaux sont plus faibles, on conçoit donc qu'à cha-

(1) En pratique les mouvements de convection ne sont pas rigoureusement des mouvements verticaux et les différences de potentiel ne s'établissent pas seulement entre couples de points horizontaux, mais entre couples de points ayant toutes les inclinaisons possibles.

Digitized by Google

que instant et en tous points d'une masse d'air instable, naissent des décharges de toute forme et réparties dans le temps entièrement au hasard (ce qui est tout à fait conforme aux idées maintes fois développées par M. de Bellescize). Dans le cas d'une turbulence à mouvements de faible amplitude, mais uniformément répartis, on n'aura que des décharges moyennes ou faibles, mais très nombreuses et presque continues (cas des atmosphériques nocturnes). Dans le cas d'une turbulence où de puissants mouvements ascendants alternent avec des mouvements descendants (par exemple Cu. Nb. orageux, fronts froids vigoureux), on aura des décharges plus violentes, perceptibles dans des régions assez étendues, mais groupées irrégulièrement dans le temps (et c'est bien ce que l'on constate dans les atmosphériques de fronts froids).

Les expériences relatives aux variations du courant antenne-terre, ou aux perturbations analogues à celles observées par Eckersley (c'est-à-dire où la haute fréquence n'intervient pas) doivent vraisemblablement nous renseigner surtout sur des variations du gradient électrique vertical. Les observations de parasites atmosphériques doivent au contraire nous renseigner surtout sur les gradients électriques horizontaux (1) qui s'établissent et se détruisent sans cesse. Il paraît donc intéressant de compléter les observations d'atmosphériques par des observations du courant antenne-terre et de ses variations de fréquence musicale (ce qui est le phénomène dénommé whistler's par Eckersley).

R. Bureau.

(1) En pratique les mouvements de convection ne sont pas rigoureusement des mouvements verticaux et les différences de potentiel ne s'établissent pas seulement entre couples de points horizontaux, mais entre couples de points ayant toutes les inclinaisons possibles.

Digitized by Google

ÉTUDES DES RADIOPHARES POUR AÉRONEFS PAR LE " BUREAU DES STANDARDS "

BUREAU DES STANDARDS

Washington D. C.

6 Novembre 1928

SOMMAIRE. — L'article suivant est le résumé d'essais entrepris en vue d'utiliser la technique radioélectrique au balisage des routes aériennes. En principe, deux cadres croisés émettent des signaux dont l'intensité est la même dans une direction qui est précisément la direction à jalonner. Pour rendre la méthode réellement pratique, il fallait utiliser un indicateur visuel placé face au pilote et indiquant à ce dernier s'il était sur sa route ou éventuellement de quel côté il s'en était écarté. Le problème a été résolu par l'emploi de lames vibrantes. L'article montre comment les différentes difficultés ont été aplanies. Il termine en donnant les résultats des essais qui ont été très satisfaisants.

Un certain nombre de démonstrations ont eu lieu récemment sur le système de balisage radioélectrique des aéronefs étudié par le Bureau des Standards. Le système de balisage jalonne une route invisible mais sûre le long de laquelle les aviateurs peuvent voler sans s'inquiéter du brouillard ou de la brume. Pour utilisier ce système, l'avion n'a besoin que d'un petit appareil récepteur muni d'un indicateur. Un simple coup d'œil à l'indicateur suffit au pilote pour lui faire savoir s'il est sur la route jalonnée ou dans quelle mesure il s'en est écarté. Les inconvénients de l'antenne traînante ou du casque téléphonique auparavant utilisés sont éliminés. Les expériences se poursuivent, mais le système est suffisamment au point pour entrer dans la pratique courante.

Lorsque le balisage radioélectrique sera tout à fait au point, la navigation aérienne entrera dans une ère nouvelle de régularité et de sécurité. La plupart des raids que l'on doit actuellement interrompre ou que l'on entreprend à grands risques pourront être poursuivis en tout confiance. Il a toujours été de règle jusqu'à présent de ne voler que si les conditions atmosphériques sont assez favorables pour que le pilote puisse repérer certains points sur le sol, et dans le début de notre service postal aérien, les voyages furent fréquemment interrompus par suite des mauvaises condiitons atmosphériques.

On a souvent essayé de naviguer en se basant uniquement sur les ins-

Digitized by Google

truments de bord. Lorsque le pilote ne peut voir la terre, faisant abstraction du monde extérieur, il concentre toute son attention sur ses instruments et conduit son appareil d'après leurs indications. Un instrument lui donne son altitude, un autre sa vitesse relative par rapport au vent, un autre lui indique s'il vire ou s'il vole droit, et son compas lui donne sa direction générale. Mais si précis que soient ces instruments, ils sont incapables de lui dire s'il dérive sous un vent transversal et de lui faire connaître exactement sa vitesse par rapport au sol. Ainsi, alors que la navigation aux instruments permet au pilote de se maintenir à l'altitude convenable et dans une direction correcte en général, il subsiste la possibilité d'être dérivé très loin de la route initiale, dans des régions inconnues, non familières et parfois dangereuses.

Ce qui fait défaut à la navigation aux instruments est précisément ce que donne le balisage radioélectrique car grâce à ce système le pilote peut toujours faire le point. Le système de balisage radioélectrique comporte d'une part une station principale émettant un double faisceau de jalonnement et d'autre part des stations secondaires dénommées « Stations repères ». (Marker Beacons).

Travaux préliminaires.

Le premier travail sur le balisage radioélectrique à double faisceau directif fut effectué par le Bureau des Standards en 1921 pour le Service de l'Air de l'Armée. La méthode consistait à transmettre des ondes alternativement à l'aide de deux cadres orientables formant un certain angle entre eux. Chaque cadre transmettait des ondes dirigées, plus fortes dans son propre plan que dans les autres directions. Lorsqu'un avion volait dans le plan bissecteur de l'angle formé par les plans des deux cadres, le pilote entendait les signaux des deux postes avec une égale intensité. Si l'avion s'écartait de cet « alignement », les signaux d'un des cadres étaient plus forts et les autres plus faibles. L'égalité de réception des signaux indiquait ainsi une direction fixe dans l'espace et permettait à un observateur d'un équipage quelconque de se guider sur elle. Un signal différent était utilisé sur chaque cadre afin de les distinguer entre eux.

Au début, on employait un commutateur pour faire passer le courant d'un cadre dans l'autre. Des essais faits à Washington sur le sol et sur des bateaux montrèrent que la navigation était possible sans le secours de compas ou autres moyens. L'appareil fut ensuite monté à Dayton, Ohio, et les essais faits en l'air. La méthode réussit parfaitement pour les vols

Digitized by Google

d'avions. Elle présente l'avantage de n'exiger à bord aucun appareil spécial ; puis, de n'introduire aucune erreur par suite de dérivation causée par le vent.

Ce travail original est décrit dans la *Brochure Scientifique* N° 480 *du Bureau of Standards* sous le titre « Un type directif de balisage radioélectrique et ses applications pour la navigation » par F. H. ENGEL et F. W. DUNMORE. Les figures 1 et 3 de cet article montrant comment les cadres produisent leur effet directif sont particulièrement intéressantes.

Dans les quatres années suivantes, les Ingénieurs de l'Armée, à Dayton (Ohio), poussèrent plus loin l'étude de l'appareil ; ils établirent un commutateur conçu de telle façon que les signaux des deux cadres donnaient lieu à un trait continu quand l'avion se trouvait sur l'alignement, ce qui fournissait à l'observateur un moyen très commode pour voir s'il était bien sur sa route. Ils introduisirent aussi un goniomètre ou système d'inductance mutuelle pour permettre d'orienter le faisceau dans la position désirée sans toucher aux cadres. Le système ainsi étudié est décrit dans « Stationery and rotating equisignal beacons » de W. H. MURPHY et L. M. WOLFE, « Journal of the Society of Automotive Engineers » n° 19, p. 209 de septembre 1926.

Etudes pour le Département du Commerce

Peu après sa formation en juillet 1926, la Section Aéronautique du Département du Commerce commença l'étude d'un programme d'assistance à la navigation sur les lignes aériennes nationales. Les questions mises à l'étude portaient sur : la connaissance des conditions météorologiques dans les couches supérieures de l'atmosphère, l'éclairage des voies aériennes pour les vols de nuit, et la radio. Il fut reconnu que la radio offrait d'importants avantages pour la communication avec le sol et une aide directe pour la navigation. Comme peu d'expériences de radiotélégraphie avaient été faites aux États-Unis sur les voies aériennes civiles (le service postal aérien n'emploie pas la radio sur ses avions), on ne se rendit pas immédiatement compte de la forme à donner à l'emploi de la télégraphie sans fil.

La Section Aéronautique détermina le programme et les essais nécessaires à la division de recherches qui fut organisée au Bureau des Standards. Tout d'abord, le 22 juin 1926, eut lieu une conférence pour recueillir la documentation et les avis des différentes organisations ayant une certaine expérience du problème. Ces avis ont été utiles au Department of Commerce dans les études ultérieures.

Digitized by Google

L'étude des secours à apporter aux voies aériennes fut immédiatement commencée ; les principaux points devant être la radiotéléphonie du sol à l'équipage et le système de balisage radioélectrique. L'idée qui présida au choix de ces deux systèmes fut celle de réduire au minimum l'encombrement des appareils transportés par les avions. Le système adopté n'exige qu'un simple poste de réception sur l'appareil. Avec ce poste, l'équipage reçoit les informations radiotéléphoniques concernant les conditions atmosphériques et aussi les signaux de balisage capables de le guider dans son parcours. Tous les appareils chers et compliqués sont sur le sol et entretenus par le Gouvernement. Une description du système général se trouve dans l'article « Applications of Radio in Air Navigation » par J. H. DELLINGER, « Engineer and Engineering », 43, p. 301, de Novembre 1926 et « Mechanical Engineering », 49, p. 29 de Janvier 1927.

Une description plus technique est donnée dans « Development of Radio Aids to Air Navigation », J. H. DELLINGER et H. PRATT, P. R. I. E., Juillet 1928, pp. 890-920.

Il ressort des expériences que ce système est extrêmement pratique et que l'on fera face à toutes les exigences techniques en plaçant les stations de transmission radiotéléphonique et les principales stations de balisage aux principaux aérodromes, distants d'environ 320 kilomètres les uns des autres. Le Département du Commerce a commencé l'acquisition d'appareils pour faire un certain nombre d'installations.

Il a été démontré que l'emploi de la radiotéléphonie pour transmettre le temps et d'autres informations de navigation importantes pour les avions en vol était possible. Dans des démonstrations publiques en Mai 1927, Hon. W. P. Mac Cracken, Secrétaire Auxiliaire du Commerce pour l'Aéronautique, et Dr. G. K. Burgess, Directeur du Bureau des Standards purent de leurs bureaux entretenir une conversation avec d'autres personnages officiels en avion. Une fois, ces conversations furent radiodiffusées par la Station W. R. C. Des stations radiotéléphoniques ont déjà été installées par le Département du Commerce à Hadley Field, New-Brunswick, N. J., à Bellefonte, Pa., et à Cleveland, Ohio. Des installations semblables sont projetées pour d'autres aéoroports importants.

On se limitera ici au travail sur le système de balisage radioélectrique. Quand le développement spécifique du balisage pour les lignes civiles fut commencé en 1926, on s'aperçut que plusieurs perfectionnements pouvaient être apportés au modèle existant. Ces perfectionnements compre-

Digitized by Google

naient : quelques modifications de détail du dispositif (goniomètre, etc.) ; un système automatique pour diriger l'alignement successivement dans plusieurs directions (pour les aérodromes où s'entrecroisent plusieurs lignes) et un moyen pour remplacer les récepteurs téléphoniques par un indicateur visuel. Les travaux ont été faits dans deux stations terrestres situées l'une à College Park, Md, dans la banlieue de Washington et l'autre à Bellefonte P. A. choisie à cause de son emplacement sur la ligne New-York-Cleveland, sur un terrain montagneux et particulièrement dangereux. Ces deux stations sont équipées avec des appareils de transmission de télégraphie, de radiotéléphonie et de balisage radioélectrique. Ce sont des stations modèles et de démonstration qui servent aux études des laboratoires et qui, en outre sont utilisées pour rendre des services par radio sur les routes aériennes où elles se trouvent situées.

A College Park, il existe un balisage radioélectrique directif équipé pour envoyer des signaux audibles, et aussi des signaux modulés à deux basses fréquences convenables pour la mise en action de l'indicateur visuel étudié par le Bureau. La station de College Park est équipée avec d'autres appareils de types spéciaux pour l'envoi de signaux d'expériences. A Bellefonte, le balisage radioélectrique a été remanié de telle sorte qu'il peut envoyer les signaux utilisés par les systèmes visuel et audible.

La bande des fréquences utilisées s'étend de 285 à 315 kc. pour le balisage et de 315 à 350 kc. pour les stations téléphoniques. Ces fréquences ont été admises pour le service aérien par la Convention Internationale Radioélectrique de 1927. Actuellement, le balisage utilise la fréquence de 290 kc. et les stations téléphoniques celle de 333 kc.

Systèmes d'indicateur visuel.

Les travaux du Bureau pendant les dernières années ont porté principalement sur le remplacement de la méthode audible par une méthode visuelle pratique. Déterminer sa situation en distinguant certains signaux audibles dans un casque téléphonique exige de la part du pilote une certaine habileté et de l'entraînement. Toutes ces difficultés disparaîtraient s'il existait une méthode basée non plus sur une écoute, mais sur la simple observation discontinue d'un instrument placé sur le tableau de bord.

Le Bureau des Standards fit des essais sur un grand nombre d'indicateurs visuels dont la plupart utilisaient deux fréquences de modulation différentes pour les deux cadres de l'émetteur.

L'émission était alors permanente dans les deux cadres, au lieu d'être

Digitized by Google

faite alternativement par l'un et par l'autre cadre, comme dans le système audible. Ceci permet l'emploi d'instruments à indication permanente sur les avions ; si l'appareil s'écarte du parcours, l'intensité d'une des ondes augmente tandis que l'autre diminue, par suite de l'effet directif des deux cadres.

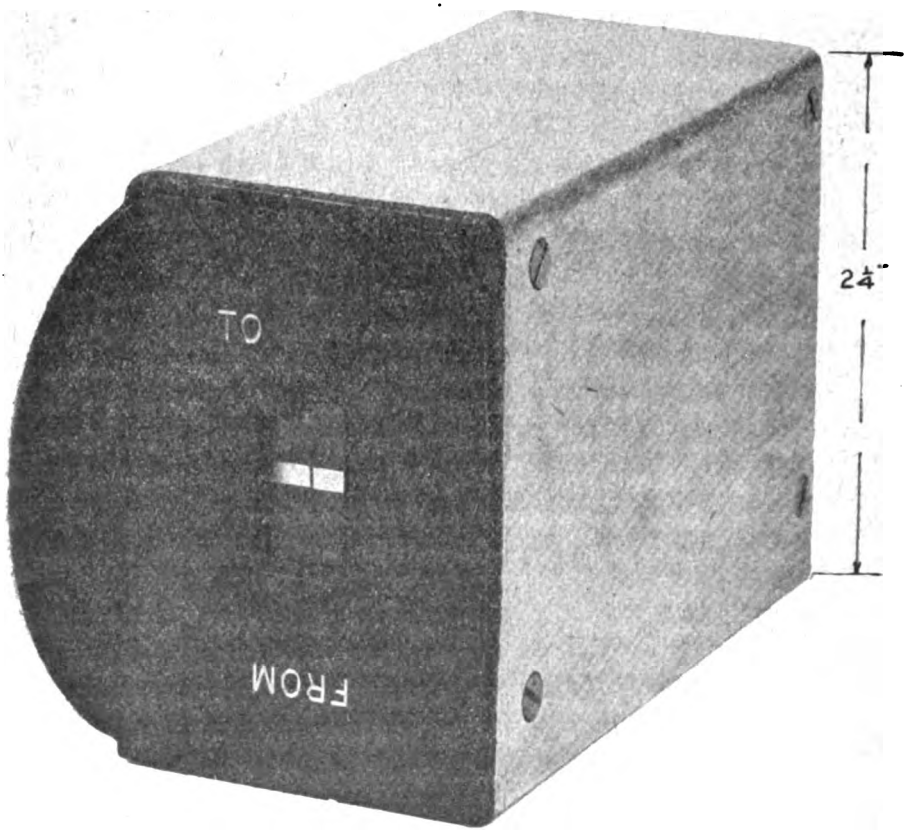


Fig. 1. — Indicateur de route à lames vibrantes.

Il est nécessaire d'utiliser sur l'avion, en parallèle avec le système de réception, un dispositif donnant une indication visuelle des amplitudes relatives des deux ondes modulées reçues. Ceci impose un système d'accord pour ces deux fréquences de modulation.

Indicateur visuel à lames.

Le modèle finalement adopté se compose de deux lames vibrantes en acier. Leur vibration donne l'indication visuelle et elles fournissent elles-mêmes l'accord nécessaire sur les deux fréquences modulées.

Digitized by Google

L'indicateur est très simple et pratique, monté simplement sur le tableau des instruments de bord face au pilote et connecté au poste de réception à la place du casque. Il consiste en un jeu de bobines, traversées par le courant de sortie du récepteur, agissant sur une paire de courtes lames ou aiguilles d'acier. Ces deux lames sont accordées sur les fréquences de modulation des émissions 65 et 85 c/s.

Quand le signal de balisage est reçu, les deux lames vibrent et, étant accordées sur les deux fréquences de modulation du balisage, servent à indiquer l'égalité des signaux émis par les deux cadres. Les extrémités des lames sont blanches et se détachent sur un fond noir ; de cette façon elles apparaissent sous forme d'une ligne blanche verticale lorsqu'elles vibrent. Il existe pour les vols de nuit un éclairage indirect convenable de la pointe des lames.

Quand les deux lignes blanches sont d'égale longueur l'aéroplane est sur le parcours correct ; un écart vers la gauche entraîne l'augmentation de l'élongation d'une lame et la diminution de l'autre. Il se produit l'inverse si l'avion dévie à droite. Pour reprendre le bon chemin le pilote tourne dans la direction de l'aiguille donnant l'élongation la plus courte. En pilotant l'avion de manière que les deux lignes soient toujours d'égale longueur, il reste sur la route correcte. La lame indicatrice est très sensible, l'extrémité indicatrice donnant des déviations normales avec moins de 2,5 volts.

Un phénomène très commun aux systèmes d'accord mécanique est un changement de leur fréquence de vibration dû à des changements de la température environnante. Ce phénomène a été observé dans le cas des lames d'acier vibrantes. Un système simple de compensation a été mis au point, qui détruit cet effet, rendant les fréquences de la lame entièrement indépendante de la température.

La construction de cet indicateur se trouve dans « Design of tuned reed indicators for aircraft radio beacon » par F. W. Dunmore, Bureau of Standards, *Journal of Research*, Nov. 1928, *Research Paper*, N° 28 (1).

Les appareils de transmission du balisage.

La station de balisage radioélectrique est habituellement située dans un aérodrome, près de champ d'atterrissage. Elle utilise deux cadres for-

(1) On peut se procurer ce document à « The Superintendent of Documents Government Printing Office, Washington D. C. », pour le prix de 5 cents.

Digitized by Google

mant entre eux un angle de 90°. Chacun de ces cadres émet une onde dont l'intensité est maximum dans son plan et minimum dans le plan perpendiculaire à celui-ci. Les deux cadres transmettent des ondes de 290 kc, modulées à deux fréquences différentes. Un oscillateur principal produisant du courant à 290 kilocycles alimente deux puissants amplificateurs. Ceux-ci sont modulés par deux basses fréquences différentes, et le courant débité par chacun d'eux alimente respectivement chaque cadre.

La fig. 2 est un schéma simplifié du poste d'émission.

Les deux cadres aboutissent comme on peut le voir à des condensateurs et à des inductances. Les circuits ainsi constitués sont accordés sur 290 kc, et installés de telle sorte qu'il n'y ait aucun couplage entre eux. Les inductances sont couplées aux circuits plaques de deux amplificateurs de 1.000 watts. Les grilles des deux lampes amplificatrices sont alimentées par un maître oscillateur 50 watts opérant à 290 kc. La tension continue appliquée aux lampes de cet oscillateur n'est pas figurée.

Les plaques des lampes amplificatrices sont alimentées par du courant alternatif haute tension fourni par deux transformateurs dont l'un est branché à une source de tension à 85 cycles et l'autre à une de 65 cycles. Ce sont les deux fréquences de modulation sur lesquelles les lames de l'indicateur visuel seront accordées. Chaque amplificateur de puissance ne livre passage au courant de haute-fréquence qu'à chaque demi-cycle alternatif, la fréquence étant de 85 ou 65 cycles. Cela se produit à chaque fois que la plaque est positive. Le courant haute-fréquence entièrement modulé de l'une des lampes amplificatrices, fournit de l'énergie à un seul des cadres, l'autre étant alimenté par la seconde lampe.

L'emploi d'un maître oscillateur commun supprime toute variation de la direction de l'alignement qui pourrait provenir de l'accord du poste de réception. Cette variation pourrait se produire si on utilisait deux maîtres oscillateurs dont les fréquences différeraient légèrement.

Telle qu'elle cette description ne donne qu'un simple aperçu. En pratique, des moyens doivent être employés pour obtenir des basses fréquences suffisamment constantes. Dans la méthode qui vient d'être décrite, on utilise des alternateurs entraînés par un moteur dont la vitesse est commandée par un diapason entretenu par des triodes.

A l'heure actuelle, une méthode légèrement différente est utilisée pour moduler l'onde porteuse par les basses fréquences nécessaires.

On a utilisé des tubes commandés par des diapason ; ces tubes donnent une tension suffisante pour permettre la modulation par grille ou plaque

Digitized by Google

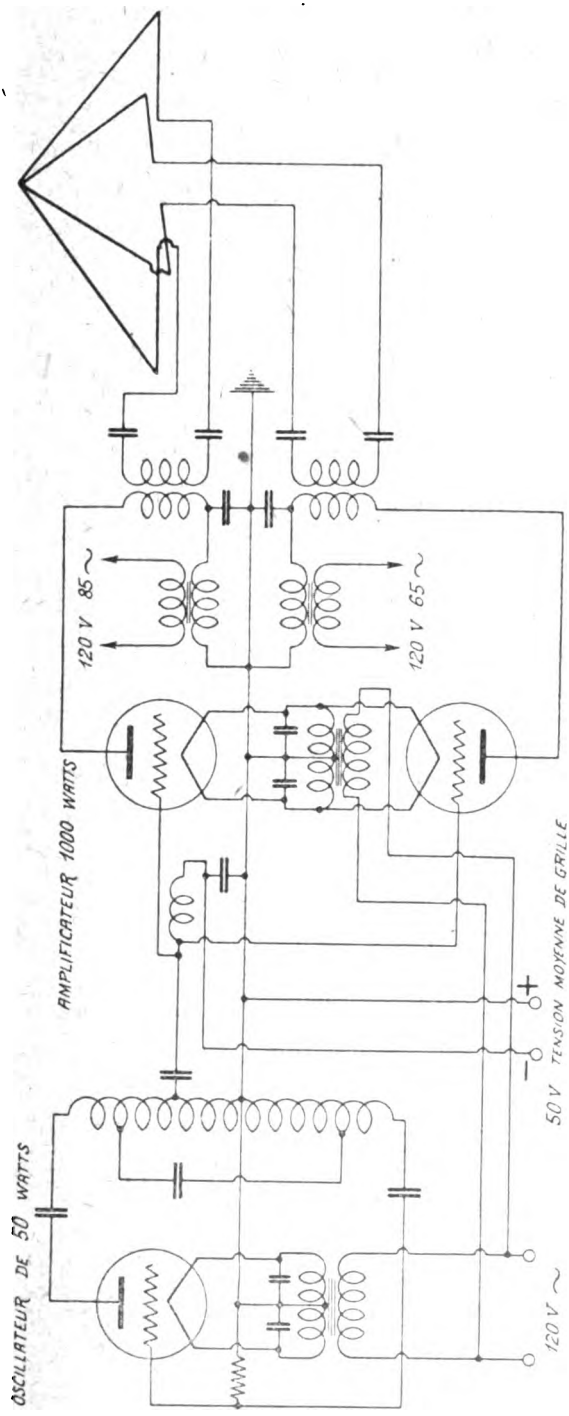


Fig. 2. — Schéma du système d'émission.

Digitized by Google

à des amplificateurs intermédiaires et la constance des basses fréquences est suffisante. Dans la méthode de modulation par la grille, la fréquence modulée est appliquée sur la grille d'une des lampes de puissance. Dans la méthode de modulation sur la plaque, la tension basse fréquence est appliquée aux grilles de tubes modulateurs, dont les plaques sont reliées à la sortie des tubes de puissance ; la disposition des circuits est analogue à celle utilisée ordinairement pour la modulation plaque dans les sations de radiodiffusion. Les deux méthodes donnent satisfaction ; cependant, la modulation plaque présente l'avantage de produire moins de distorsion.

Lorsque l'émetteur doit permettre la détermination de plusieurs alignements dans les directions différentes, on emploie des bobines goniométriques non figurées sur la fig. 2. C'est un dispositif de couplage entre les cadres et les circuits des lampes de puissance ; sa rotation produit le même résultat qu'une rotation des cadres. Ces bobines possèdent deux paires d'enroulements ; chaque paire se composant de 8 tours au rotor et 32 au stator. Les bobines des stators forment entre elles un angle droit ainsi que celles des rotors. La rotation des bobines du rotor oriente l'alignement dans la direction désirée. Dans les aérodromes où plusieurs lignes s'entrecroisent, le faisceau du balisage peut être envoyé successivement dans plusieurs directions à des intervalles de temps fixés. La détermination simultanée de deux ou plusieurs trajets avec un seul radiophare semble donc possible. Des réalisations sont en cours dans ce sens.

Appareil de réception.

N'importe quel poste de réception fonctionnant sur les fréquences utilisées peut être employé dans le système de balisage ; il suffit simplement de remplacer les récepteurs téléphoniques par les lames indicatrices. Il y a cependant un certain nombre de conditions spéciales à remplir pour la réception à bord d'un avion et le Bureau des Standards a étudié des postes de réception spéciaux capables d'utiliser le système dans les meilleures conditions.

Le poste de réception pèse moins de 7 kgs ; les batteries auxiliaires pèsent à peu près 4,500 kg. Le poste de réception travaille sur une gamme de fréquences s'étendant de 285 à 350 kilocycles et peut être utilisé pour recevoir soit les signaux de balisage, soit des messages radiotéléphoniques ou radiotélégraphiques à volonté.

Un schéma du récepteur est donné fig. 3.

Digitized by Google

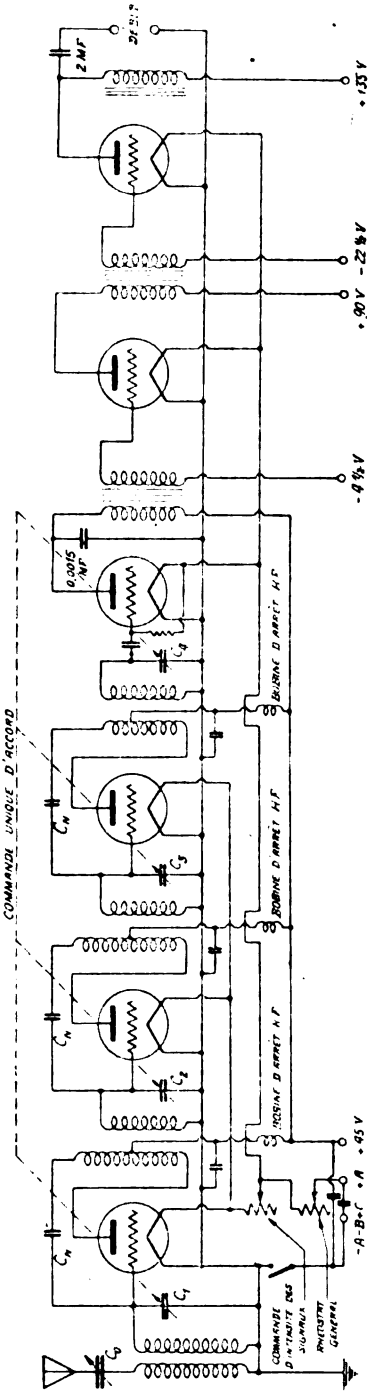


Fig. 3. — Schéma du poste de réception.

Digitized by Google

Ce récepteur est très sélectif et très sensible, et pourvu d'écrans qui le mettent à l'abri des perturbations étrangères ou intérieures. La sélectivité du poste est augmentée par la grande sélectivité des lames vibrantes qui aident beaucoup à atténuer les brouillages. Il existe des commandes à distance permettant de placer le poste lui-même dans la queue de l'avion.

Des informations supplémentaires à ce sujet sont données dans « Receiving sets for aircraft beacon and telephony », par H. PRATT et G. DIAMOND, dans *Bureau of Standards Journal of Research*, Oct. 1928, *Research Paper*, N° 19 (1).

Le Bureau a aussi intéressé plusieurs compagnies à la construction de postes récepteurs d'une spécification convenable. Un modèle, déjà employé dans le commerce, s'est montré très satisfaisant ; ce modèle avec

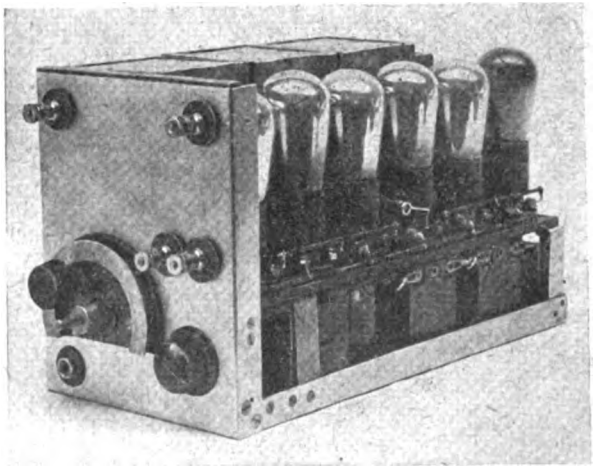


FIG. 4. — Appareil à commande unique pour la réception des signaux de balisage et de la radiotéléphonie.

toutes les batteries auxiliaires nécessaires pèse environ 9 kilogs. Un autre modèle sera au point d'ici quelques semaines. Ce poste comporterait plusieurs caractéristiques que n'ont pas les récepteurs actuels ; parmi celles ci, le dispositif automatique de contrôle du volume de son est peut-être la plus importante.

Le développement des récepteurs ayant la sensibilité nécessaire rend possible l'usage d'un système d'antennes sur les avions, qui consiste en un

(1) On peut trouver ce document à « The Superintendent of Documents Government of Printing Office, Washington D. C., » pour 15 cents.

Digitized by Google

mât métallique sortant verticalement du fuselage, la longueur totale n'est que de 30 cm. environ. L'usage de l'antenne traînante avec les inconvénients obligatoires et les dangers possibles est ainsi éliminé. Un grand avantage du mat d'antenne verticale est qu'il ne possède pas de propriété directive. Grâce à cela, les variations nocturnes de direction sur les lignes de balisage qui avaient été préalablement observées ont été considérablement réduites. De plus, puisque ce type d'antenne n'est pas affecté par les composantes horizontales du champ électrique créé par le système de balisage, on rencontre une région d'intensité nulle du signal au-dessus des cadres de balisage (où il n'existe pas de champ vertical). Ceci sert très efficacement à situer le terrain de vol.

Protection contre les bruits de magnétos.

L'emploi d'un appareil récepteur sensible muni d'une courte antenne verticale placée près du système d'allumage rend plus rigoureuse la mise sous écran de ce système d'allumage. La simple mise sous écran des fils de haute et basse tensions n'est pas suffisante. Il faut aussi mettre sous écran les bougies et le système de distribution.

Une méthode simple pour cette protection a été réalisée. Le système de câblage utilisé normalement a été enlevé et remplacé par un simple câble anneau construit par une Compagnie Commerciale suivant les spécifications du Bureau. Les blocs de distribution sont recouverts par des écrans métalliques soigneusement ajustés de façon à assurer aussi une protection contre l'eau. Des entrées latérales sont prévues pour les fils qui viennent de l'anneau ci-dessus. Les bougies sont d'un type mis au point dans le commerce et dans lequel l'écran forme partie intégrante de la bougie. Des capots spéciaux ont été construits au Bureau pour mettre ces bougies à l'abri de l'eau.

Indicateur des changements de la ligne balisée par la station.

Pour augmenter l'utilité du système de balisage à lecture directe, un instrument indicateur a été installé et mis en œuvre à College Park. Cet appareil réuni au goniomètre, rend possible l'installation et le maintien d'une ligne donnée à une petite fraction de degrés près. C'est la première application dans les travaux de balisage qui indique à la station si la ligne tracée dans l'espace reste invariable d'un jour à l'autre. Si une telle variation arrive, cet instrument peut servir à permettre le réglage du poste

Digitized by Google

émetteur pour corriger cette déviation, éliminant ainsi la nécessité de correction à un point éloigné.

L'indicateur des variations de la ligne balisée consiste simplement en une bobine tournante couplée inductivement aux deux cadres, un détecteur amplificateur pour courant alternatif, un filtre approprié et un instrument différentiel.

Caractéristiques supplémentaires.

Les émetteurs directifs de College Park Md. et Bellefonte Pa. ont une puissance de 1 kilowatt. De tels appareils distants de 320 km les uns

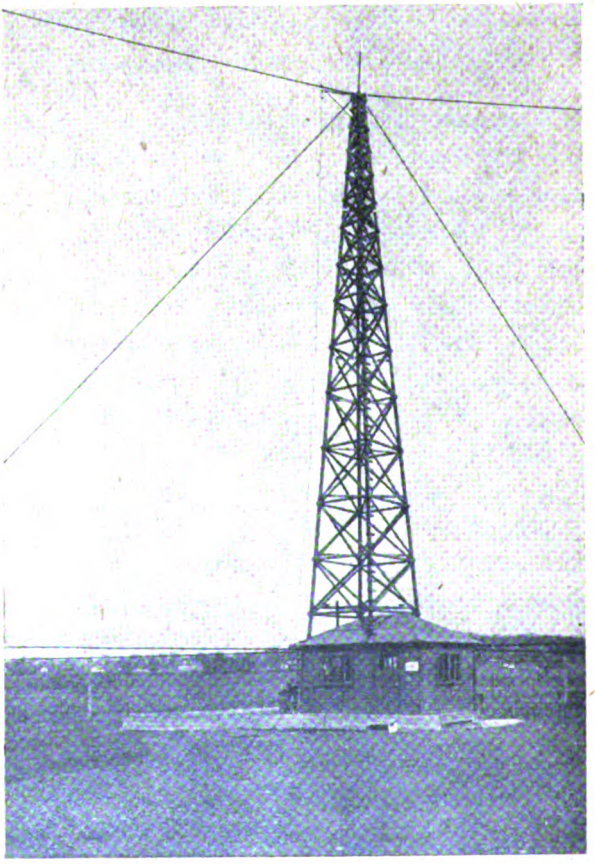


Fig. 5. — Tour support des cadres à College Park, Md.

des autres constitueraient un service satisfaisant si la ligne de vol habituelle était pratiquement une ligne droite entre deux d'entre eux. Aux

Digitized by Google

endroits où cette ligne change de direction, des émetteurs directifs moins puissants placés aux tournants pourront être utilisés.

Aux endroits où le parcours est droit sur une distance d'au-moins 320 km, on projette d'installer des stations supplémentaires dénommées : « Stations repères » (Marker Becon). En effet le balisage directif guide avec succès le pilote sur son trajet, mais ne lui donne aucune information sur la distance parcourue. On peut remédier à ce défaut en installant des émetteurs non directifs, placés le long des routes aériennes à de courts intervalles (40 km. par exemple). Ces stations repères seront de très faible puissance (quelques watts) et émettront un signal caractéristique que le pilote recevra pendant une ou deux minutes. Elles annonceront au pilote l'endroit exact sur lequel il passe ; de cette façon, il pourra toujours connaître sa position. En fait, tout en gardant le contact avec ses appareils directifs, le pilote pourra apprécier le vent régnant et constater ses changements de direction et de vitesse. La station repère agit sur une lame vibrante accordée à 120 cycles et montée sur le tableau de bord près de l'indicateur de balisage directif. Chaque station repère enverra le signal caractéristique indiquant sa position et ce signal coïncidera avec des signaux lumineux issus du même endroit.

Quand besoin sera, le système de la lame indicatrice pourra aussi être utilisé dans la transmission des messages au pilote, il suffira d'interrompre le courant de transmission suivant une allure lente et selon un code compris par le pilote. D'autres lames, accordées sur d'autres fréquences, pourront être utilisées pour envoyer des informations spéciales.

L'accord des lames sur des fréquences différentes empêchera l'interférence entre les divers balisages directifs. Si une station de balisage emploie des fréquences de modulation de 65 et 85 c/s, la suivante peut employer 75 et 95. Des indicateurs composés de plusieurs paires de lames peuvent être aisément installés à bord.

Application du système de balisage.

De nombreux vols ont été effectués dans les conditions de la pratique à des distances de 180 milles sur lesquelles les signaux de balisage déterminent actuellement le chemin à suivre. Dans les plus mauvaises conditions de troubles atmosphériques, l'étendue de travail est réduite à environ 100 milles. Heureusement l'indicateur visuel du parcours n'est pas affecté par les atmosphériques ni par tout autre interférence externe, le facteur limite étant le point où il existe des interférences suffisantes pour bloquer

Digitized by Google

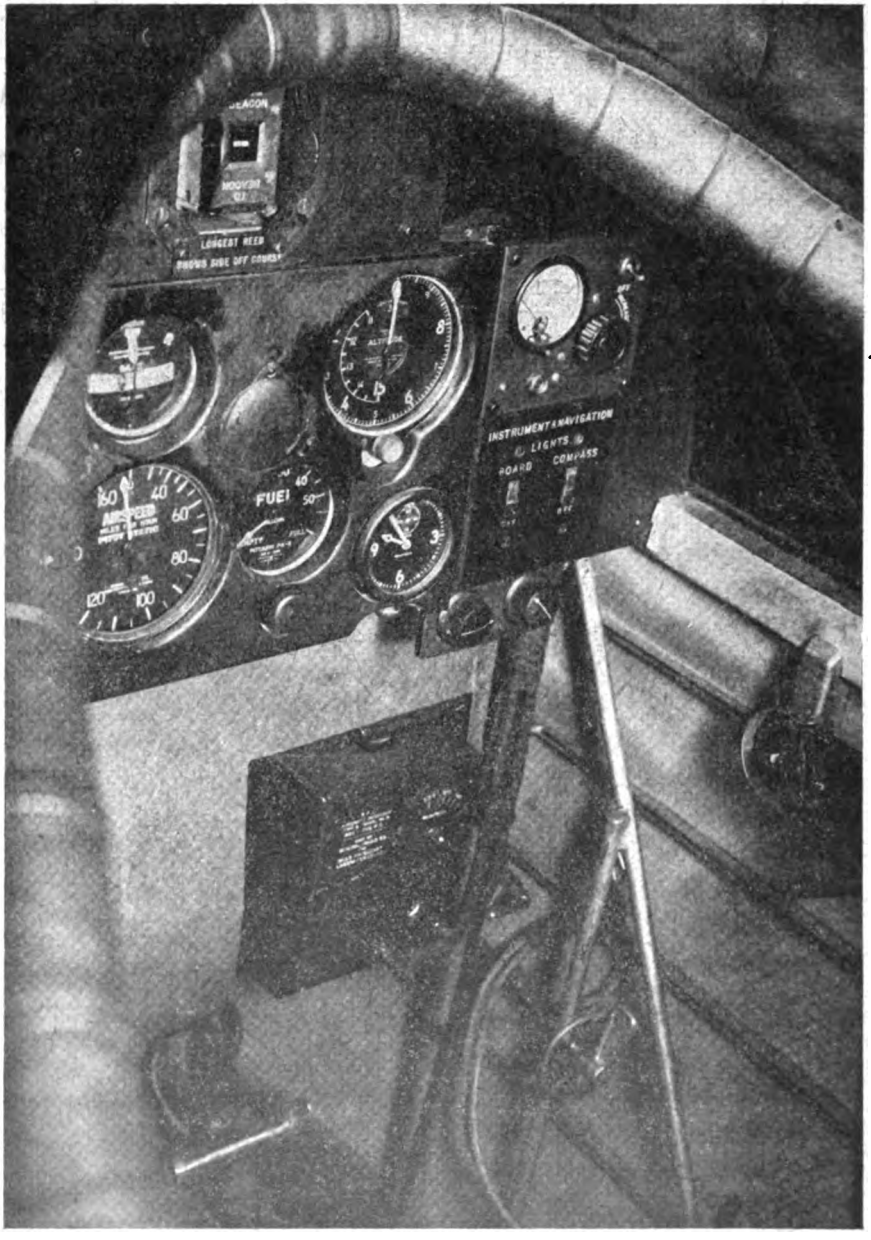


FIG. 6. — Installation du système indicateur de route sur un avion **Pitcairn.**

Digitized by Google

le récepteur utilisé. On compte réunir un grand nombre d'essais sur ce système pendant les mois suivants. Le Bureau a désigné un avion pour les expériences. Cet avion pourra effectuer les vols de nuit et sera équipé pour la réception et l'émission des signaux. Aussitôt en état, on y fera de nombreux vols d'essais de nuit et de jour sur le système de balisage.

On compte sur des résultats supplémentaires dans des essais plus difficiles résultant de la coopération du Bureau avec « Pitcairn Avion Inc. » dans son courrier aérien New-York-Atlanta et avec la « National Air Transport Company » sur sa ligne New-York-Chicago. Des arrangements ont été faits avec ces compagnies pour équiper 3 avions possédant chacun une protection adéquate et un récepteur convenable, et de mener ces avions par les baliseurs de College Park et Bellefonte, respectivement, travaillant sur leur trajet habituel de nuit. Un avion Pitcairn Mailwing et deux avions National Air Transport Douglas sont déjà équipés. Aussitôt que les autres avions seront prêts et le baliseur de Bellefonte transformé pour des essais visuels, des résultats considérables pourraient être obtenus.

Ce programme a été considérablement facilité par la coopération d'une compagnie commerciale qui équipe plusieurs avions comprenant aussi bien la protection d'allumage que les appareils récepteurs. Ceci marque le début d'une entente commerciale pour l'équipement et l'utilisation des avions pour la réception de balisage téléphonique.

Le système baliseur visuel décrit ici ne sert pas seulement pour diriger un pilote selon une route donnée (au moyen de baliseur directif) et pour lui faire connaître quelle longueur du trajet donné il a parcouru (au moyen de baliseurs locaux placés sur sa route), mais, arrangé spécialement, il offre la possibilité d'aider le pilote à atterrir à un champ donné dans le brouillard. L'arrangement particulier convenant le mieux à ce but n'est pas encore déterminé, mais plusieurs projets ont été examinés. Un accessoire nécessaire à ces méthodes est le développement d'un altimètre radioélectrique qui montrerait exactement la hauteur de l'avion au-dessus du sol, remplaçant les instruments barométriques utilisés actuellement pour indiquer simplement la hauteur au-dessus du niveau de la mer. Des travaux sont en cours au Bureau des Standards pour la mise au point d'un instrument de ce genre.

Digitized by Google

APPLICATION DE LA THÉORIE ÉLECTRONIQUE AUX MAUVAIS CONTACTS[1]

par H. PÉLABON

SOMMAIRE. — L'auteur rappelle d'abord comment sont distribués les électrons dans l'intérieur d'un conducteur et à la surface. Il insiste sur la différence des vitesses de passage de ces électrons dans un contact parfait et dans un mauvais contact. Il en déduit l'expression de l'intensité d'un courant continu puis celle d'un courant alternatif dans un circuit présentant un contact imparfait. L'auteur explique aussi la rectification par les contacts qui ont une électrode mobile et formés de métaux identiques. Il étudie enfin l'influence des chocs électromagnétiques démontre que les phénomènes de cohération sont dus au déplacement des électrodes. Il émet une idée sur la cohération négative de Branly concernant le bioxyde de plomb.

Dans un corps solide il y a lieu de distinguer trois régions : la partie interne, la partie voisine de la surface dans le solide et la partie qui est près de la surface à l'extérieur.

I. *Région interne.* — Les atomes sont très rapprochés et sensiblement immobiles, du moins à la température ordinaire. La distance de deux atomes voisins est de l'ordre de 10^{-8} cm. L'espace interatomique est rempli d'électrons libres qui sont constamment en mouvement comme les molécules d'un gaz mais avec une vitesse moyenne u très grande, (fraction importante de la vitesse de la lumière). Le nombre d'électrons libres par unité de volume, que l'on peut appeler densité électronique est en relation avec la résistivité du solide. Un solide est d'autant plus conducteur que sa densité électronique est plus forte ; le courant électrique est du à un mouvement d'ensemble des électrons libres mouvement de translation du à l'existence d'un champ.

II. *Couche de passage.* — La région du solide qui avoisine la surface a une épaisseur très faible, elle renferme des atômes plus distants l'un de l'autre que ceux de l'intérieur, ils sont aussi plus libres de se mouvoir. Cette couche de passage joue un grand rôle dans les phénomènes de diffusion constatés en particulier chez les métaux et permet d'expliquer la soudure de ceux-ci par forte compression (expériences de Spring). La résistivité de cette partie doit être plus grande que celle du solide lui-même, la densité électronique y est plus faible.

(1) Manuscrit reçu le 20 février 1929.

Digitized by Google

III. *Couche électronique.* — Elle est formée des électrons qui ayant une vitesse supérieure à une certaine limite u_0 ont réussi à quitter momentanément le solide pour être rappelé ensuite par le champ créé par leur départ. Si l'on considère la courbe de répartition des vitesses, (courbe en cloche fig. 1). On comprend que le nombre de ces électrons soit déterminé. La densité du brouillard électronique extérieur varie avec la distance à la surface comme les ordonnées de la courbe ABC fig. 1 aplatie contre l'ordonnée u_0A par le champ. Cette densité est relativement faible vu que le 1/6 environ des électrons de l'unité de volume se déplacent vers la surface. En résumé, la densité électronique varie comme les ordonnées de la courbe fig. 2. Pour un corps moins conducteur la courbe aurait les ordonnées réduites dans un certain rapport.

Etude des contacts. — Deux corps sont dits en contact parfait quand ils sont soudés. Dans un circuit fermé qui ne comporte que des contacts parfaits, une force électromotrice V donne un courant qui s'établit en un temps très court T, son intensité est proportionnelle à V ; on dit que la loi d'Ohm est vérifiée.

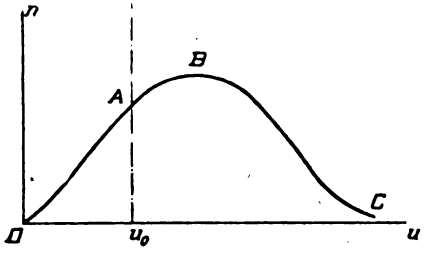


Fig. 1

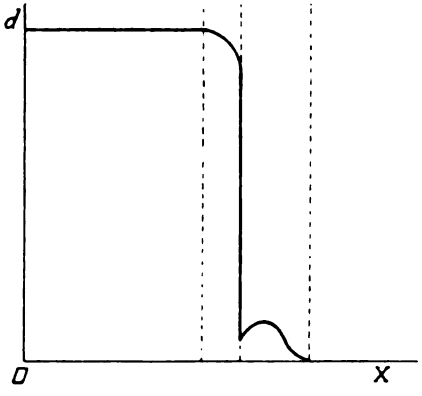


Fig. 2

Deux corps sont dits en contact imparfait quand ils sont amenés à une distance suffisamment faible pour que les couches électroniques qui tapissent les surfaces en regard s'abordent. Si les deux corps sont de même nature il doit s'établir un équilibre avec distribution électronique symétrique. C'est un équilibre statistique, c'est-à-dire que dans un temps donné, il passe grâce à l'agitation moléculaire autant d'électrons dans un sens que dans l'autre sur les corps en présence. Si les deux corps ne sont pas de même nature la distribution d'équilibre est forcément dissymétri-

Digitized by Google

que (voir fig. 3, II) et il existe une différence de potentiel entre A et B contrebalancée par celle qui existe au vrai contact D.

Que se passe-t-il quand on établit une force électromotrice V dans un circuit tel que I fig. 3 ?

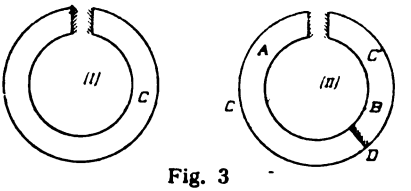


Fig. 3

En un temps très court, un courant devrait s'établir, mais le mauvais contact agit comme un barrage où s'accumulent les électrons qui ne peuvent passer à travers la couche diélectrique que par évaporation sur l'une des faces du contact et condensation sur l'autre. Ce passage est beaucoup plus lent il faut pour atteindre le régime permanent un temps T' tel que $T' > T$. Le condensateur formé par le mauvais contact se décharge lentement sans que cette fuite d'électrons change d'une manière sensible l'équilibre initial. La densité de la couche électronique est proportionnelle à la capacité du condensateur et à V.

$$\frac{SV}{4\pi e}$$

d'autre part la force qui agit sur chaque électron est le champ $\frac{V}{e}$. La surface laisse passer un nombre d'électrons qui varie avec la nature du corps et qui est à peu près proportionnel à la densité électronique c'est-à-dire à sa conductivité C. Si α est un coefficient de proportionnalité l'intensité du courant dans le contact peut s'écrire :

$$\frac{\alpha SVC}{4\pi e^2}$$

L'intensité dans le circuit total est alors :

$$i = \frac{V}{R} + \frac{\alpha SV^2C}{4\pi e^2}$$

de la forme :

$$i = aCV^2 + bV$$

La loi d'Ohm n'est donc plus vérifiée si un mauvais contact existe dans le circuit. Remarquons que si V change de sens, *i* conserve la même valeur donc la caractéristique est symétrique.

Digitized by Google

(Pour donner une image des deux modes de conduction de l'électricité il suffit d'imaginer sous une cloche deux vases 1 et 2 réunis par un tube à robinet et contenant de l'eau par exemple mais à des niveaux différents. La tension de vapeur de l'eau est F, la pression en A est F + hd si d est le poids spécifique de la vapeur, par suite de la vapeur se condense dans le vase 1 et l'on peut dire que de l'eau passe lentement du vase 2 dans le vase 1 par le mauvais contact des deux surfaces libres. L'équilibre sera atteint dans ces conditions en un temps incomparablement plus long qu'en mettant les deux liquides en contact parfait par l'intermédiaire du tube à robinet (fig. 4).

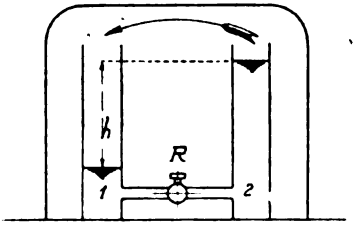


Fig. 4

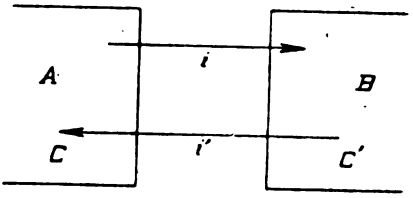


Fig. 5

Voyons maintenant le cas d'un circuit tel que II (fig. 5) formé de deux conducteurs différents. La force électromotrice agit encore en donnant à la surface du corps B une surcharge $\frac{SV}{4\pi e}$ dont le champ $\frac{V}{e}$ entraîne une fraction $\frac{\alpha SV^2C'}{4\pi e^2}$ qui passe lentement sur A. On a donc dans le sens A — B un courant d'intensité i donnée par

$$i = aC'V^2 + bV$$

Dans l'autre sens la même différence de potentiel produira un courant i' tel que

$$i' = aCV^2 + bV$$

Si $C' < C$ on a $i < i'$. Le courant le plus intense va du corps le moins conducteur vers le corps de moindre résistance.

La caractéristique d'un tel contact est dissymétrique, elle comprend deux arcs de paraboles.

Courant alternatifs. — Nous supposons la force électromotrice de la forme :

$$v = v_0 \cos \omega t$$

avec une période $\frac{2\pi}{\omega}$ assez grande pour que le passage relativement lent

Digitized by Google

des électrons dans le mauvais contact puisse s'effectuer comme si v était constant (cas des grandes ondes). Nous supposons aussi, du moins pour le moment, que l'épaisseur e ne varie pas. D'après ce que nous avons dit plus haut, la quantité d'électricité qui passe dans un sens est proportionnelle à

$$v_0^2 \int_{-\frac{\pi}{2\omega}}^{\frac{\pi}{2\omega}} \cos^2 \omega t \, dt$$

Pour une demi-période, c'est-à-dire pour un espace de temps $\frac{\pi}{\omega}$ cette intégrale a pour valeur $\frac{V_0^2 \pi}{2\omega}$ et l'intensité moyenne :

$$i = \frac{\alpha S v_0^2 C}{8\pi e^2}$$

Pour l'alternance suivante on a la même intensité dans l'autre sens. Il n'y aura donc pas de courant rectifié.

Un mauvais contact formé de deux pièces identiques n'est donc pas rectifiant.

L'expérience nous a montré qu'un tel contact devient rectifiant si l'on fait agir en même temps une force électromotrice constante V.

Il est évident que cette force électromotrice produira un courant continu d'intensité :

$$aCV^2 + bV$$

La force électromotrice $v_0 \cos \omega t$ donnera à chaque instant une surcharge négative $\frac{S v_0 \cos \omega t}{4\pi e}$ et le champ agissant aura pour valeur :

$$\frac{V + v_0 \cos \omega t}{e}$$

la quantité d'électricité négative qui passera durant une demi-période :

$$\frac{\alpha S C v_0}{4\pi e^2} \int_{-\frac{\pi}{2\omega}}^{\frac{\pi}{2\omega}} \cos \omega t \, [V + v_0 \cos \omega t] \, dt$$

c'est-à-dire :

$$\frac{\alpha S C}{4\pi e^2} \left[\frac{v_0^2 \pi}{2\omega} + \frac{2 V v_0}{\omega} \right]$$

Digitized by Google

l'intensité correspondante sera :

$$i = \frac{\alpha SC}{4\pi e^2}\left[\frac{v_0^2}{2} + \frac{2Vv_0}{\pi}\right]$$

Pour l'alternance suivante

$$i' = \frac{\alpha SC}{4\pi e^2}\left[\frac{v_0^2}{2} - \frac{2Vv_0}{\pi}\right]$$

L'intensité du courant rectifié est donc

$$I = \frac{\alpha SCVv_0}{\pi^2 e^2}$$

L'intensité décelée par un galvanomètre :

$$aCV^2 + bV + \frac{\alpha SCVv_0}{\pi^2 e^2}$$

est donc la somme de l'intensité que donnerait la force électromotrice constante V et de l'intensité d'un courant rectifié, elle-même proportionnelle à V. Ce résultat est parfaitement d'accord avec nos expériences sur les contacts symétriques. Pratiquement on constate que V ne peut prendre toutes les valeurs, si V est trop grand on n'entend plus qu'un bruissement désagréable.

Electrodes mobiles. — Un contact symétrique peut cependant donner un courant rectifié quand V=O à condition que l'une des pièces soit plus mobile que l'autre.

A chaque instant la pression électrostatique a pour valeur :

$$\frac{KV^2}{8\pi e^2}$$

cette pression a pour effet de rapprocher périodiquement l'électrode mobile de l'électrode fixe et si $\frac{2\pi}{\omega}$ n'est pas trop faible les vibrations du corps mobile sont très régulières et de pulsation 2ω.

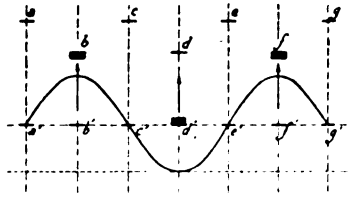


Fig. 6

Nous représentons (fig. 6) en *a b c* . . les positions extrêmes de l'électrode mobile par rapport à l'électrode fixe *ol*. Une fois sur deux, l'électrode

Digitized by Google

qui se rapproche est couverte d'électrons qui ont un excédent de vitesse du au mouvement. De ce fait il passe plus d'électrons vers l'électrode fixe. d'où un courant redressé dirigé vers l'électrode mobile. Il faut pour vérifier ceci se placer dans des conditions telles que les vibartions soient de faible amplitude et puissent suivre les variations de v. Nous verrons plus loin comment nous avons opéré.

Cas de deux conducteurs différents. — Supposons un contact formé de deux conducteurs de conductivités C et C', pour plus de généralité nous supposerons que le plus conducteur est porté au potentiel :

$$V + v_0 \cos \omega t$$

que V a une valeur absolue plus petite que v_0 enfin que $C > C'$.

Si V agissait seul il donnerait lieu à un courant continu d'intensité

$$aC'V^2 + bV$$

comme on l'a montré plus haut. La force électromotrice alternative agit pour donner dans une demie période un courant d'intensité

$$i = \frac{\alpha CS}{4\pi e^2}\left[\frac{v_0^2}{2} - \frac{2Vv_0}{\pi}\right]$$

dans le sens C' → C

dans la demie période suivante un courant

$$i' = \frac{\alpha C'S}{4\pi e^2}\left[\frac{v_0^2}{2} + \frac{2Vv_0}{\pi}\right]$$

dans le sens C → C'.

Au total le courant qui passera dans le sens C' → C aura pour intensité :

$$I = \frac{\alpha S}{4\pi e^2}\left[\frac{v_0^2}{2}(C - C') - \frac{2Vv_0}{\pi}(C + C')\right] - aC'V^2 - bV$$

Discussion. — 1° Si l'on suppose $V = 0$

$$I = \frac{\alpha S}{4\pi e^2}\frac{v_0^2}{2}(C - C')$$

l'intensité I n'est pas nulle ; un contact formé de deux conducteurs différents est toujours rectifiant, le courant rectifié va du corps le moins conducteur vers le plus conducteur, son intensité est d'autant plus grande que les conductivités sont plus différentes elle est proportionnelle au carré de v_0.

2° Si $v_0 = 0$ le circuit est parcouru par le courant continu

$$I = aC'V^2 + bV$$

cela était facile à prévoir.

Digitized by Google

3° Pour voir l'influence de V il suffit d'étudier les variations du facteur :

$$y = \frac{v_0^2}{2}(C - C') - \frac{2V}{\pi}(C + C')\, v_0$$

qui correspond à la partie rectifiée du courant. L'équation représente une droite ABC fig. 7. D'après cela la rectification peut être annulée pour une valeur parfaitement déterminée de V égale à $\frac{V_0\pi(C - C')}{4(C + C')}$ disposée sur le corps le plus conducteur. Cette force électromotrice est plus faible que v_0.

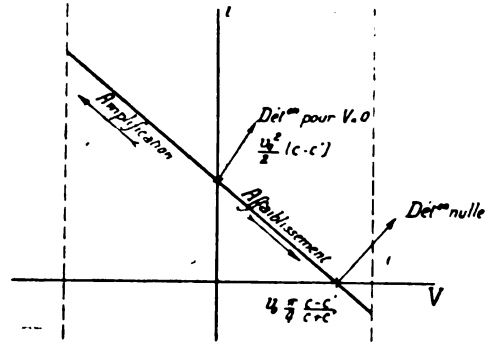


Fig. 7

Si c'est au contraire le mauvais conducteur qui est porté à un potentiel croissant il y a accroissement continu de l'intensité du courant rectifié ce potentiel devient amplificateur. Tous ces faits ont été trouvés expérimentalement.

En résumé si l'on veut sans courant amplificateur avoir un courant rectifié intense il faut prendre deux corps de résistivités très différentes.

Dans les cas de corps de conductibilités voisines un courant auxiliaire s'impose, que les corps soient tous deux très conducteurs comme les métaux ou tous deux très résistants comme la zincite associée à la chalcopyrite.

Chocs électromagnétiques. Ondes amorties. — Considérons un circuit formé de conducteurs différents et présentant un mauvais contact, la durée de l'établissement du régime permanent est dans ce cas T' supérieur à celle de l'établissement du régime permanent sur un circuit sans mauvais contacts ou sur un fragment de conducteur. Supposons que l'on fasse naître pendant un temps θ inférieur à T' un courant d'induction de sens

Digitized by Google

quelconque. Pendant ce temps θ les électrons n'ayant pas le temps de passer le contact se comporte à la façon d'un condensateur et la pression électrostatique prend pendant ce même temps une valeur qui peut être importante : $\frac{KV^2}{8\pi e^2}$

Une force agissant pendant un temps très court c'est un choc, nous dirons que le système a reçu un choc électromagnétique.

L'effet de cette pression instantanée est de rapprocher les deux pièces du contact dans un temps relativement long puisqu'il s'agit d'un mouvement matériel, le corps le plus riche en électrons cède à la surface de l'autre une charge négative supplémentaire qui repasse très vite dans le circuit quand les pièces s'écartent de nouveau ; ce mouvement d'électrons donne un courant qui va du corps le moins conducteur vers le corps le plus conducteur et cela quelque soit le sens de l'induction. Ce résultat est en complet accord avec les expériences de Mlle Collet qui a montré que les galènes sensibles se comportent quelquefois comme redresseurs de courant.

Qu'arrive-t-il quand un choc électromagnétique agit dans un circuit parcouru par un courant ? Il y a encore choc sur la pièce mobile du contact et l'effet produit dépend des propriétés élastiques des conducteurs en présence. 1° Si la poudre isolante qui stabilise le contact est assez élastique, les deux électrodes A et B se rapprochent vivement, la capacité du condensateur augmente et le circuit est le siège d'un courant de charge de même sens que le courant continu ; le corps déplacé peut reprendre ensuite sa position initiale le courant reprend sa valeur et le choc électromagnétique se traduit par un accroissement brusque de celle-ci. Quelque soit le sens de l'induction il y a accroissement brusque de i. En réalité à ce moment le galvanomètre agit en balistique et l'élongation de l'aiguille donne une idée de l'accroissement brusque de la charge du contact. Ces phénomènes sont des plus nets avec la galène associée à l'acier (1).

2° Il arrive que soit par suite de l'absence de poussières calantes soit par suite de la facilité avec laquelle celles qui existent s'écrasent, le mouvement de recul n'a pas lieu, i passe alors subitement à une valeur i' supérieure à i on dit que le système est cohérable. C'est la cohération positive de Branly si bien étudiée par Blanc qui a indiqué comme cause la pression électrostatique.

Considérons deux cylindres superposés A et B (fig. 8) le cylindre infé-

(1) *L'Onde Électrique*, N° 69, p. 420 (1927).

Digitized by Google

rieur B repose sur une lame isolante de verre ou de quartz. l'autre est simplement posé sur lui, entre les deux surfaces parfaitement polies *a* et *b* sont disposés quelques grains de licopode. Ce contact laisse passer le cou-

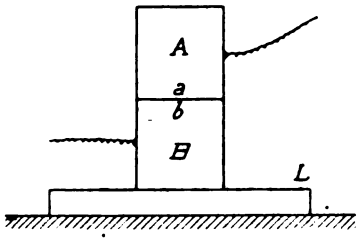


Fig. 8

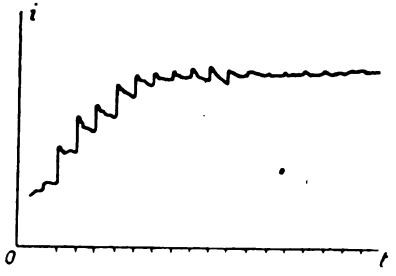


Fig. 9

rant mais l'intensité de celui-ci est très variable il est aussi fort sensible aux chocs électromagnétiques. Une série de tels chocs produits à intervalles réguliers amène le contact à être de moins en moins sensible, l'intensité finalement reste sensiblement constante la courbe (fig. 9) correspond au cas considéré. Ces résultats s'expliquant car un corps martelé s'écrouit et devient moins déformable du moins pour un choc de même puissance ; un choc plus puissant agit encore pour accroître *i*. En substituant à la poudre de licopode de la poudre de liège qui conserve plus longtemps son élasticité on arrive beaucoup moins vite à un courant constant. Une courbe telle que celle qui est figurée fig. 10 est une caractéristique intéressante pour chaque isolant en poudre elle donne une idée de leur élasticité.

3° Le bioxyde de plomb PbO^2 qui comme l'a montré Cayrel (1) présente des propriétés détectrices très nettes surtout quand il est associé à des métaux oxydables c'est-à-dire lorsque la pointe est calée par la poussière des oxydes correspondant, donne les mêmes résultats que la galène. Avec les autres métaux les résultats sont absolument différents comme on peut s'en rendre compte en examinant la courbe fig. 11 que j'ai donné dans un autre mémoire (2) en 1927. Dans le contact PbO^2 — acier un choc électromagnétique produit quelque soit son sens une diminution de *i*. Il semble que l'augmentation brusque de la pression électrostatique produise un mouvement de recul de la pièce mobile du contact comme cela se passerait si l'on frappait sur une bille d'ivoire posée sur un plan d'acier l'électrode mobile rebondit en quelque sorte et produit la cohération néga-

(1) Comptes rendus, T. 181, p. 1137 (1925).
(2) *L'Onde Électrique*, N° 69 (Fig. 19), p. 421 (1927).

Digitized by Google

tive de Branly. Il est à remarquer que les corps qui se comportent de cette manière sont très oxygénés : PbO^2, MnO^2 etc. En déposant sur le bioxyde de plomb une trace de soufre on retrouve les mêmes résultats qu'avec la galène et l'acier. Je me propose par la suite d'étudier particulièrement les contacts à ces points de vue.

Comme on le voit la théorie électronique rend compte de tous les faits observés jusqu'ici avec les mauvais contacts elle indique aussi certaines voies qu'il serait intéressant de suivre pour trouver de nouvelles propriétés.

Remarque. — La théorie électronique de la rectification que j'ai résumée plus haut est loin d'être complète, nous avons en effet supposé l'épaisseur e du diélectrique invariable alors que d'après ce qui vient d'être dit e varie certainement. On pourra essayer de tenir compte de cette variation dans certains cas particulier mais le fait que les variations de e dépendent de l'élasticité des poudres calantes montre nettement que le problème général présentera de grandes difficultés.

SUR L'ORAGE MAGNÉTIQUE DU 7 AU 8 JUILLET 1928 ET LES PHÉNOMÈNES CONNEXES

par Ch. MAURAIN,

Directeur de l'Institut de Physique du Globe,
Doyen de la Faculté des Sciences.

Dans le numéro de l'*Onde Electrique* d'Août 1928, p. 363 a paru une note relative à cet orage magnétique, donnant l'ampleur de la perturbation à l'observatoire du Val Joyeux et les graphiques enregistrés à cet Observatoire. Plusieurs personnes ont bien voulu envoyer des renseignements sur des phénomènes connexes de cet orage magnétique. Ces renseignements sont reproduits ci-dessous, avec quelques autres.

Taches solaires. — Dans une note parue dans Nature du 21 juillet 1928, p. 108 sont indiquées les particularités présentées par les taches solaires à cette date. Voici le passage de cette note : At the time of this recent storm there was a moderate-sized group of sunpots just past the

Digitized by Google

sun's central meridian. Possibly spectroscopic observations which may have made of this group will show it to have been unusual. There was a much larger group on the disc at the time, but this was a considerable distance east of the central meridian.

Il semble donc que si l'orage magnétique du 7 au 8 juillet doit être rattaché à des taches solaires, ce soit au premier groupe, d'importance relativement faible, qu'il y ait lieu de le relier. Au groupe important de taches qui est passé au méridien central du soleil le 12 juillet n'a correspondu, comme il arrive souvent, aucun orage magnétique ; la situation magnétique a été en effet peu troublée le 12 et les jours suivants.

Transmissions radiotélégraphiques. — M. le lieutenant de vaisseau Mailloux a signalé à la Société Météorologique de France d'intéressantes observations faites sur le *Strasbourg* :

« Le 7 juillet 1928, le croiseur *Strasbourg* est mouillé à la baie du Roi (Spitzberg). Ce bâtiment veille en permanence les ondes moyennes (voisines de 600 mètres) et par intermittence les ondes courtes (30 m) et les ondes longues (9.000 à 18.000 m).

De 22 heures (temps de Greenwich) le 7 juillet, à 5 heures le 9 juillet, on remarque un affaiblissement très sensible dans la réception des postes à ondes courtes entendus habituellement par le bâtiment. Certains postes sont reçus très affaiblis (postes anglais), d'autres postes ne sont plus reçus (postes français).

Le 8 juillet, à 11 h., l'officier de transmissions de la *Citta di Milano* bâtiment mouillé à 500 m. du *Strasbourg* fait part des difficultés qu'il a rencontrées à établir ses communications en ondes courtes depuis le 7 juillet. Pour la première fois depuis le mois de mai 1928, la *Citta di Milano* n'entend plus le poste de Rome (IDO) et n'est plus entendu par cette station.

Aucun affaiblissement sensible n'est remarqué dans la réception des ondes moyennes et des ondes longues tant à bord du *Strasbourg* qu'à bord de la *Citta di Milano.*

Le commandant de la *Citta di Milano* signale sans préciser que le 8 juillet des physiciens italiens observent à terre, au voisinage de Nyaalesund (baie du Roi) des variations de 5° dans la Déclinaison magnétique. »

Ces observations s'accordent de manière remarquable avec les conclusions ce certains travaux relatifs à l'influence du champ magnétique terrestre sur la propagation des ondes électromagnétiques. D'après ces travaux, l'influence du champ magnétique parait devoir être peu sensi-

Digitized by Google

ble pour les ondes de longueur d'onde supérieures à quelques centaines de mètres, mais importantes pour les ondes courtes (NICHOLS et SCHELLENG, *Bell. Syst. Tech. Journal*, p. 215 ; 1925. — V : R. MESNY, *Les Ondes électriques courtes*, p. 42 ; *Conférences — Rapports sur la physique*, Les Presses Universitaires, Paris 1927.)

Je rappelerai que dans une étude comparative des réceptions d'ondes longues faites à Meudon par M. Mesny et des perturbations magnétiques enregistrées à l'Observatoire du Val-Joyeux je n'ai pas trouvé de relation sensible entre les perturbations de la réception des ondes et celles des éléments magnétiques (*L'Onde Electrique*, sept. 1926, p. 483). Les observations de Pickard ont mis en évidence une relation entre la réception d'ondes courtes (longueur d'onde environ 35 m.) et les perturbations magnétiques (v. R. MESNY, *L'Onde Electrique*, avril 1928, p. 147).

Aurore polaire. — M. Eug. Bloch a signalé l'observation d'une aurore à cette date en des endroits divers et à des latitudes basses où il est rare de voir des aurores : M. Paul Gauck a observé au cours d'une ascension de la Meije (latitude 45°) une aurore d'une intensité remarquable (*Vie Alpine*, t. I, n° 10, p. 231 ; 23, rue Denfert-Rochereau, Grenoble). HARVEY B. LEMON décrit dans *Nature* (4 août 1928, p. 167) une aurore observée sur le bord du lac Michigan (latitude 43°), et qui était si intense qu'on ne voyait presque plus Vega (à 21 h. 45, central st. time). Cette aurore avait un aspect très rare : pas d'arc, des rayons divergeant dans toutes les directions ; l'auteur croit devoir signaler, bien que, comme il le dit, on n'admette pas généralement de relations entre les phénomènes météorologiques et les aurores, qu'un tel aspect a été observé une autre fois par un temps tout à fait semblable à celui du 7 au 8 juillet 1928, c'est-à-dire brouillard, température élevée, vent fort et régulier.

Ch. MAURAIN.

Digitized by Google

Société des Amis de la T. S. F.

ASSEMBLÉE GÉNÉRALE ORDINAIRE

Réunion du 16 Avril 1929

La séance est ouverte à 8 h. 45 sous la présidence de M. MAURAIN.

La parole est donnée à M. le Secrétaire général pour lecture du rapport général de l'exercice 1928.

RAPPORT GÉNÉRAL DE L'EXERCICE 1928

Messieurs,

Nous avons l'honneur de vous soumettre l'exposé de notre gestion pendant l'exercice écoulé.

L'actitivité technique de notre société s'est manifestée, comme au cours des années précédentes, par une série de communications importantes.

Nous avons continué à entretenir des relations amicales et à collaborer avec les sociétés poursuivant des buts voisins des nôtres. Cette collaboration s'est présentée sous la forme de séances communes qui ont été alimentées par des communications de nos membres, montrant ainsi notre vitalité et l'importance de notre action. Nos contacts avec la Société Française des Électriciens nous permettent de profiter de l'autorité qui s'attache à son nom et à son œuvre et nous donnent l'occasion de pénétrer dans de nouveaux milieux.

Nous rappellerons la séance où M. van der Pol a bien voulu venir faire une conférence sur les oscillations de relaxation qu'il a introduites dans la science des oscillations et dont il a tiré des conséquences si originales. Nous profitons de cette occasion pour le remercier à nouveau du concours qu'il nous a apporté. Son modèle électrique du cœur humain a fort intéressé les biologistes, qui s'étaient joints à nous en cette circonstance, et d'éminents spécialistes des maladies du cœur, qui y ont vu une méthode ingénieuse pour l'étude de ces dernières.

***

Le mois dernier, nous nous sommes réunis à la Sorbonne, avec la Société des Electriciens et avec toutes les sociétés groupées par le Comité Central des Sociétés de TSF et nous avons eu la bonne fortune de pouvoir y annoncer la fusion de la Société Française d'Études de Télégraphie et de Téléphonie sans Fil et de notre Société. Cet heureux événement, qui nous apporte un important appoint numérique, renforce nos moyens d'action et étend notre activité à la branche si intéressante de tous ceux qui, sans être spécialisés en radiotechnique y sont attachés par la culture de leur esprit et leur goût pour la science. Ils nous aideront à établir les liens indispensables entre certaines études théoriques et leurs applications pratiques ; ils nous permettront aussi de faire une œuvre de vulgarisation dépouillée des exagérations et des à peu près qui détournent si souvent cette œuvre de son but. Nous apportons aujourd'hui notre cordial salut à nos nouveaux collègues.

***

Le prix que nous avons fondé montre d'autre part très clairement que notre Société

Digitized by Google

place toujours au premier rang de ses préoccupations le développement en France de la branche de la science à laquelle nous avons voué nos efforts. Nous sommes certains qu'il donnera les résultats que nous attendons.

***

Nous avons à déplorer l'irrégularité de la publication de l'*Onde Electrique* dans ces derniers mois. Le changement d'un imprimeur insouciant en a été la cause ; le mal est maintenant à peu près réparé et nous mettrons tout notre soin à éviter le retour de semblables accidents.

***

La situation financière reste satisfaisante ; cependant nous serons peut-être amenés d'ici à la fin de l'année à vous demander une élévation de la cotisation en vue d'une augmentation du nombre de pages de l'*Onde Electrique*. Nous désirons en effet y introduire quelques articles de haute vulgarisation et cela sans diminuer en rien la place actuellement consacrée aux travaux purement techniques et scientifiques. Dès que l'étude de cette question sera achevée nous vous demanderons de vous réunir à nouveau pour exprimer votre opinion.

Ce rapport est approuvé à mains levées. Le secrétaire général lit ensuite le rapport du trésorier, M. Colmant empêché d'assister à la séance.

RAPPORT DU TRÉSORIER

Messieurs,

Nous avons l'honneur de vous présenter la situation financière de notre Société pendant l'exercice écoulé.

L'état des recettes et des dépenses de l'année 1928 s'établit comme suit :

RECETTES

Versement d'un membre bienfaiteur	1.000 00
Versement d'un membre à vie	500 00
Cotisations annuelles	33.656 30
Intérêts du capital	3.058 85
Don	1.000 00
Recettes diverses	6.892 65
	46.106 80

DÉPENSES

Publications	25.018 10
Frais de réunion	4.990 45
Frais généraux et divers	9.643 87
	39.652 42

En vertu de l'Article 12 des statuts, le fonds de réserve correspondant aux versements des membres bienfaiteurs et à vie doit être placé au nom de la Société en rentes nominatives sur l'État ou des Chambres de Commerces des départements, des Colonies ou des protectorats.

Digitized by Google

En conséquence nous avons acheté des rentes françaises pour la somme de 1.485 francs.

Le report à nouveau atteint cette année est de 41.271 fr. 06 en augmentation de 4.954 fr. 38 sur celui de l'an dernier.

Le bilan au 31 décembre 1928 s'établit comme suit :

BILAN DE L'ANNÉE 1928

Actif

Frais de constitution	1 00
Portefeuille au 31 décembre 1928	46.493 85
Achat de rentes (3 avril 1928)	1.426 00
Comptes courants fin 1928	28.230 91
Débiteurs divers	6.996 85
En caisse chez le Trésorier	997 20
Matériel de la Société	3.105 00
	87.250 81

Passif

Réserve statutaire au 31 décembre 1927	25.850 00
Réserve statutaire pour 1928	1.500 00
Créanciers divers	18.629 75
Report à nouveau	41.271 06
	87.250 81

La parole est ensuite donnée à M. P. Franck, Commissaire aux Comptes, qui lit le rapport rédigé d'accord avec les autres Commissaires aux Comptes.

RAPPORT DES COMMISSAIRES AUX COMPTES

Messieurs,

Nous avons procédé à l'examen et à la vérification des écritures de la comptabilité en nous faisant présenter tous documents nécessaires.

Il ressort de ces écritures que (sous réserve de l'approbation de votre Assemblée) le bilan s'établit au 31 décembre 1928 de la manière suivante :

Actif

Frais de constitution	1 00
Portefeuille au 31 décembre 1928	46.493 85
Achat de rentes (3 avril 1928)	1.426 00
Comptes courants fin 1928	28.230 91
Débiteurs divers	6.996 85
En caisse chez le Trésorier	997 20
Matériel de la Société	3.105 00
	87.250 81

Passif

Réserve statutaire au 31 décembre 1927	25.850 00
Réserve statutaire pour 1928	1.500 00
Créanciers divers	18.629 75
Report à nouveau	41.271 06
	87.250 81

Digitized by Google

La Société possède donc en plus de sa réserve statutaire, représentant les versements des membres à vie et bienfaiteurs et qui se monte à 27.350 francs, un capital disponible de 41.271,06 francs.

Elle continue donc à poursuivre un développement régulier avec une très bonne situation financière.

Nous sommes heureux de remercier en votre nom, notre Secrétaire Général, M. MESNY et notre Trésorier, M. COLMANT, qui mènent ainsi à bien notre Société.

Nous vous proposons donc de donner votre approbation au bilan et aux comptes de l'exercice 1928, tels qu'ils vous sont présentés par le Conseil de la Société.

L'approbation des comptes est alors votée à mains levées. M. MAURAIN prononce ensuite l'allocution suivante :

ALLOCUTION DE M. MAURAIN, PRÉSIDENT SORTANT

« Mes Chers Collègues,

Au moment de quitter le fauteuil de la présidence, je vous renouvelle mes remerciements pour l'honneur que vous m'avez fait en m'y appelant. Dans les séances de l'année qui vient de s'écouler ont été présentées des communications intéressantes et variées ; en les écoutant, je me suis, pour ma part, beaucoup instruit, et je suis devenu encore plus Ami de la T. S. F. Je suis de plus en plus persuadé qu'indépendamment de ses multiples applications pratiques, elle donne une puissante méthode pour l'étude de l'atmosphère.

La vie de la Société a été très active, grâce à notre éminent et dévoué Secrétaire général, M. MESNY, à qui nous devons une grande reconnaissance. Un événement particulièrement heureux est la réunion de la Société des Amis de la T. S. F. et de la Société d'Etudes de T. S. F. qui donne plus de force à notre groupement.

Je vais céder la Présidence à M. Louis LUMIÈRE. Les découvertes qui l'ont illustré sont trop connues pour que j'aie besoin d'y faire même une allusion, et je lui demande seulement la permission de rappeler un souvenir. J'assistais dans cette même salle où nous nous trouvons aujourd'hui, il y a 34 ans, à la séance de la Société d'Encouragement pour l'Industrie Nationale dans laquelle M. LUMIÈRE a projeté pour la première fois, je crois, en public, un film cinématographique ; ce film représentait la sortie des ateliers LUMIÈRE à Lyon : cette reproduction parfaite de la vie enthousiasma l'Assemblée, et le Président, qui était MASCART, dut demander à M. LUMIÈRE de projeter une deuxième fois le film, ce qui déchaîna à nouveau les applaudissements. On comprenait que quelque chose de très grand et de très beau venait de naître. Par cette découverte, par celle d'un procédé pratique de photographie en couleurs, M. LUMIÈRE est un des hommes à qui nous devons le plus, et je suis très honoré et très heureux de le saluer respectueusement en le priant de prendre place en ce fauteuil. »

Le nouveau Président, M. LUMIÈRE, prononce ensuite l'allocution suivante :

ALLOCUTION DE M. LUMIÈRE, NOUVEAU PRÉSIDENT

Depuis que vous m'avez fait le grand honneur de m'élire à la présidence de la Société des Amis de la T. S. F. il ne m'a pas été donné de vous dire combien j'ai été touché d'une telle marque de sympathie. Permettez-moi de le faire aujourd'hui et de vous assurer très simplement, mais avec toute ma sincérité, de mon entier dévouement aux intérêts de votre Société.

Certes la tâche est lourde pour moi de succéder à l'éminent Doyen de la Faculté des Sciences, M. le professeur MAURIN, dont vous connaissez tous les remarquables

Digitized by Google

travaux relatifs à la Physique du Globe et en particulier ceux qui ont trait à la Propagation des Ondes Sonores. Je ne doute pas que, poursuivant ses recherches, il ne vienne bientôt nous annoncer qu'il a définitivement percé le mystère qui plane encore sur la propagation des ondes électro-magnétiques.

Je m'en voudrais de ne pas féliciter et de ne pas remercier les Membres de votre Bureau pour l'activité qu'ils déploient et les grands services qu'ils rendent en assurant la publication de l'*Onde Electrique*, et tout particulièrement notre très distingué Collègue, M. le Commandant MESNY qui, on peut le dire, est véritablement la cheville ouvrière de notre Société.

Je me réjouis que l'occasion me soit offerte au début même de mes fonctions d'applaudir à l'heureuse fusion qui vient de s'accomplir et je forme des vœux pour que de cette étroite collaboration résulte bientôt une nouvelle ère de développement et de prospérité pour la Société des Amis de la T. S. F.

La parole est ensuite donnée à M. ROCARD pour sa communication sur les possibilités de la réception par diffusion.

Après la communication de M. MESNY sur les caractères généraux des émissions dirigées, les résultats du scrutin sont proclamés :

Sont élus :

Président :

MM. BELIN, Administrateur délégué des Etablissements E. BELIN.....	86 voix sur 91 votants.			

Vice-Président :

CARTAULT, Avoué près le Tribunal de la Seine, Ancien Président de la S. F. E. T. S. F.....	87	—	—	—

Secrétaire Général :

MESNY, Directeur des Etablissements E. BELIN.....	90	—	—	—

Trésorier :

COLMANT, Ingénieur des Arts et Manufactures	90	—	—	—

Secrétaire :

GUILLEMIN, Ancien Secrétaire de la S. F. E. T. S. F.....	90	—	—	—

Membres du Conseil :

DE BELLESCIZE, Ingénieur-Conseil..	89	—	—	—
L. BLOCH, Docteur ès-Sciences....	89	—	—	—
CHIRON, Editeur.....	87	—	—	—
DECAUX, Ingénieur au Laboratoire National de Radioélectricité....	89	—	—	—

Digitized by Google

FRANCK, Ingénieur en Chef de l'Aéronautique	88 voix sur 91 votants.			
GUTTON, Professeur à la Faculté des Sciences de Nancy	89	—	—	—
GAUMONT, Industriel.....	90	—	—	—
LANGEVIN, Professeur au Collège de France	88	—	—	—
ROUSSEL, Ancien Secrétaire général de la S. F. E. T. S. F.....	90	—	—	—
Commissaires aux Comptes :				
BOTTIN, Industriel, Ancien élève de l'École Normale Supérieure.....	90	—	—	—
REYNAUD - BONAIN, Ingénieur en Chef des Télégraphes.....	89	—	—	—
TOULON, Ingénieur-Conseil	90	—	—	—

DEMANDE D'EMPLOI

Jeune ingénieur I. E. N. cherche emploi dans laboratoire de T. S. F. ou d'Électricité, France ou Colonies. Écrire au Secrétaire Général de la S. A. T. S. F., 294, Avenue de Paris, Rueil-Malmaison (S.-et-O.)

Digitized by Google

SUR LA COUCHE IONISÉE DE LA HAUTE ATMOSPHÈRE [1]

PAR

M. PONTE,
Agrégé de Physique.

et

Y. ROCARD,
Docteur ès Sciences,
Laboratoire de Recherches
de la Société
"La RADIOTECHNIQUE".

SOMMAIRE. — Dans les problèmes concernant les propriétés conductrices de la haute atmosphère, il semble que l'on se soit contenté jusqu'ici d'une théorie cinétique assez sommaire pour calculer des grandeurs fondamentales telles que le libre parcours des électrons. Nous nous efforçons dans cet article de parvenir à de nouvelles évaluations en tenant compte d'une manière plus approfondie des interactions entre les électrons et les molécules. On verra qu'on arrive ainsi à des résultats assez différents de ceux qu'on admet d'ordinaire, puisque nous trouvons, toutes choses égales d'ailleurs, un libre parcours des électrons 40 à 160 fois plus petit que celui qu'on peut déduire de la théorie élémentaire. Il doit être bien entendu que ces résultats sont valables uniquement pour des électrons animés d'une vitesse d'agitation thermique, ce qui est du reste le cas des électrons de la haute atmosphère, l'influence du champ magnétique terrestre mise à part. Dès que les électrons sont tant soit peu accélérés par un champ électrique, les interactions avec les molécules deviennent négligeables et le libre parcours grandit.

I. — Le libre parcours des électrons

Introduction.

Dans plusieurs problèmes relatifs à la propagation des ondes de T. S. F. dans la couche de Heaviside, la question se pose de comparer le libre parcours, ou chemin moyen entre deux chocs, des électrons libres qui constituent cette couche, à la longueur d'onde des ondes étudiées, ou, encore, de comparer la fréquence moyenne des chocs des électrons et des molécules avec la fréquence de l'onde. Plusieurs effets importants, et notamment le caractère de cette couche de se comporter tantôt comme un réflecteur métallique, tantôt comme un diélectrique, relativement aux ondes dépendent en effet de l'ordre de grandeur de ce libre parcours ou du nombre des chocs.

Or, on s'est contenté jusqu'ici, dans ces problèmes, d'évaluations beaucoup trop grossières, semble-t-il, ce qui conduit à des résultats foncièrement inexacts. Une erreur typique que nous retrouvons encore récemment dans un travail sur la décharge électrique dans les gaz, consiste no-

(1) Manuscrit reçu le 22 janvier 1929.

Digitized by Google

tamment à prendre le libre parcours des électrons simplement quatre fois plus grand que le libre parcours des molécules. Si, en effet, σ est le diamètre d'une molécule, le centre d'une autre molécule frappe la première sur une sphère de diamètre 2σ. Cette première molécule intercepte donc sur le trajet de l'autre, une surface normale à leur vitesse relative qui vaut $\frac{\pi(2\sigma)^2}{4}$

Considérons au contraire, un électron frappant une molécule, cet électron est lui-même un point matériel, et la molécule n'intercepte devant lui qu'une surface $\frac{\pi\sigma^2}{4}$, quatre fois plus petite que la précédente, d'où un libre parcours quatre fois plus grand dans le cas d'un électron. Un calcul de moyennes plus complet donnerait, d'ailleurs, $\frac{4}{\sqrt{2}}$ au lieu de 4.

Ce raisonnement a le défaut de ne pas prendre en considération les forces relativement considérables qui s'exercent entre les électrons et les molécules, qui font s'infléchir leurs trajectoires l'une vers l'autre, et qui augmentent le nombre des chocs dans une proportion très notable, comme on le verra en lisant ce travail. Indépendamment de toute application, nous allons donc d'abord examiner la question du point de vue de la théorie cinétique, par des méthodes du reste classiques, mais simplement réadaptées au problème particulier traité.

Il faut préciser toutefois dès maintenant, que notre calcul ne concerne que les électrons lents, et que, plus spécialement encore, les formules explicites que nous écrirons pour les libres parcours supposent des électrons doués uniquement d'une vitesse d'agitation thermique et, comme tels, soumis à l'équipartition de l'énergie. Il serait facile de généraliser pour des électrons plus rapides, dans les limites où la théorie classique s'applique à ces phénomènes.

§ I. — Etude des Forces s'exercant entre un électron libre et une molécule

Molécule polarisable.

Une molécule est essentiellement un système de charges électriques équivalent à zéro au point de vue charge totale, mais qui peut cependant avoir un moment de dipôle permanent (quand le centre de gravité des charges positives ne coïncide pas avec le centre de gravité des charges négatives : cas de HCl, SO^2 etc. ;) ou un moment de quadrupôle. Mais de

Digitized by Google

plus, toute molécule a cette propriété essentielle d'être elle-même polarisable, c'est-à-dire que, placée dans un champ électrique E, elle prend un moment électrique, dit de polarisation, proportionnel au champ agissant, et en général parallèle à ce champ, à une légère anositropie près que nous négligeons ici (cette anisotropie se manifeste entre autres dans la biréfringence électrique ou phénomène de Kerr, où elle joue un rôle essentiel, et dans la diffusion de la lumière, où elle intervient dans des aspects accessoires des phénomènes).

Étudions d'abord les interactions entre un électron et une molécule isotrope polarisable.

L'électron de charge e produit à la distance r le champ $\frac{e}{r^2}$ D'autre part, sous l'influence d'un champ E, une molécule prend un moment électrique relié au déplacement électrique de Maxwell et donné par la formule :

$$m = \frac{\varepsilon - 1}{4\pi\gamma} E \qquad (1)$$

ε = constante diélectrique du gaz, γ nombre de molécules par unité de volume de gaz. Ici, on a :

$$m = \frac{\varepsilon - 1}{4\pi\gamma} \frac{e}{r^2} \qquad (2)$$

Mais la molécule portant un doublet m, dirigé vers l'électron à la distance r, crée au point où est celui-ci un champ $\frac{2m}{2^3}$ car elle est « en première position de Gauss », d'où une force sur l'électron :

$$F = \frac{2me}{r^3}$$

soit, en tenant compte de la valeur de m,

$$F = \frac{\varepsilon - 1}{4\pi\gamma} \frac{e^2}{2^5} \qquad (3)$$

Cette force dérive du potentiel (au signe près)

$$\varphi = \frac{\varepsilon - 1}{8\pi\gamma} \frac{e^2}{r^4} \qquad (4)$$

Il est spécialement intéressant d'envisager la valeur φ_0 de ce potentiel au contact de l'électron et de la molécule, soit pour $r = \frac{\sigma}{2}$, σ étant le diamètre moléculaire. Soit :

Digitized by Google

$$\varphi_0 = \frac{2(\varepsilon - 1)}{\pi\gamma}\frac{e^2}{\sigma^4}$$

Pour avoir l'ordre de grandeur de φ_0, appliquons à la molécule d'hydrogène : ε-1 vaut $2{,}8.10^{-4}$ pour $\gamma = 2{,}7.\ 10^{19}$. Le diamètre moléculaire σ vaut : $2{,}38.\ 10^{-8}$ cm.

On trouve : $\varphi_0 = 36.\ 10^{-13}$ C.G.S.

Ce calcul ne fait que reproduire une ancienne explication de l'action des ions sur les molécules donnée en 1905 par M. Langevin.

§ 2. — Molécule a dipole permanent

Traitons maintenant des interactions entre un électron et une molécule à moment électrique permanent mais non polarisable.

Généralement, une molécule est un système de charges e_k (K = 1,2,3, ...N) disposées autour d'un certain pointc entral d'ailleurs arbitraire, à la distance r de l'électron. Si ce point est au centre des coordonnées, si $x\ y\ z$ sont les coordonnées de l'électron, on aura

$$r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$$

Si l'on appelle ξ_k, η_k, ζ_k, les coordonnées de la $k^{\text{ième}}$ charge de la molécule par rapport à l'origine, la distance r_k de cette charge à l'électron peut s'écrire :

$$(5) \qquad r_k = \sqrt{(x-\xi_k)^2 + (y-\eta_k)^2 + (z-\zeta_k)^2}$$

et l'on peut développer le potentiel produit par la molécule au point où est l'électron, de la façon suivante :

$$(6)\ f = \frac{\Sigma e_k}{r_k} = \frac{\Sigma e_k}{r} + \frac{1}{r^2}\left[\frac{x}{r}\Sigma e_k\,\xi_k + \frac{y}{r}\Sigma e_k\,\eta_k + \frac{z}{r}\Sigma e_k\,\zeta_k\right]$$
$$+ \frac{1}{r^3}\left[\frac{1}{2}\left(\frac{3x^2}{r^2} - 1\right)\Sigma e_k\,\xi_k^2 + \ldots + \frac{3yz}{r^2}\Sigma(e_k\,\eta_k\,\zeta_k) + \ldots\right] + \ldots$$

Si l'ensemble des charges e_k constitue une vraie molécule et non un ion, on a $\Sigma e_k = 0$ et le premier terme s'annule.

Si le centre de gravité de charges positives ne coïncide pas avec le centre de gravité des charges négatives, une au moins des trois quantités $\Sigma e_k\xi_k$, $\Sigma e_k\eta_k$, $\Sigma e_k\zeta_k$ n'est pas nulle, et on a affaire à un dipole ou doublet permanent de moment p. Soit θ l'angle de l'axe du doublet et de la direction de l'électron. Le premier terme du développement de f qui soit à considérer s'écrit :

Digitized by Google

$$p\frac{\cos\theta}{r^2}$$

C'est le terme spécifiquement dû au doublet. L'électron de charge e à la distance r prend donc une énergie potentielle :

$$\varphi = \frac{pe\cos\theta}{r^2} \tag{7}$$

Si maintenant, nous fixons le centre de notre molécule et si nous l'orientons arbitrairement de toutes les façons possibles, la probabilité pour que l'angle θ soit compris entre θ et $\theta + d\theta$ est comme on peut le voir :

$$\frac{\sin\theta\, d\theta}{2}$$

et la valeur moyenne de φ, $\int_0^\pi \frac{pe}{r^2}\cos\theta\frac{\sin\theta\, d\theta}{2}$

est nulle. Il n'y aurait donc pas en moyenne d'interaction entre l'électron et les molécules.

Mais en fait, l'électron s'avance vers une molécule sans liaisons, et le théorème de probabilités de Boltzmann joue : il nous apprend que la probabilité de l'orientation θ par rapport à l'électron dépend de l'énergie potentielle correspondante et, plus précisément, est donnée par la formule :

$$\frac{\sin\theta\, d\theta \exp.\left(2h\frac{pe\cos\theta}{r^2}\right)}{\int_0^\pi \sin\theta\, d\theta \exp.\left(2h\frac{pe\cos\theta}{r^2}\right)}$$

avec $\frac{1}{2h} = \frac{RT}{N}$; R, constante des gaz, N nombre d'Avogadro.

Si l'on veut ensuite la valeur moyenne de φ pour toutes orientations mais pour r donné on a à calculer

$$\bar{\varphi} = \frac{\int_0^\pi \frac{pe\cos\theta}{r^2}\sin\theta\, d\theta \exp.\left(2h\frac{pe\cos\theta}{r^2}\right)}{\int_0^\pi \sin\theta\, d\theta \exp.\left(2h\frac{pe\cos\theta}{r^2}\right)} \tag{8}$$

En posant $\frac{2h\,pe}{r^2} = u$, on trouve aisément :

$$\bar{\varphi} = \frac{1}{2h}\frac{(u-1)e^u + (u+1)e^{-u}}{e^u - e^{-u}} = \frac{u^2}{4h} + \ldots$$

Digitized by Google

en première approximation et tenant compte du fait que u est petit, soit :

$$\bar{\varphi} = \frac{N}{2RT}\frac{(pe)^2}{r^4} \qquad (9)$$

Cherchons comme plus haut, l'ordre de grandeur de φ quand l'électron et la molécule sont en contact. Prenons :

$$N = 60.10^{22} \qquad R = 8{,}32 \cdot 10^7 \text{ cgs} \qquad T = 250^\circ \text{ K}$$

$$e = 4{,}18 \cdot 10^{-10} \text{ u.e.s.} \quad r = \frac{\sigma}{2} = 1{,}5 \cdot 10^{-8} \text{ en moyenne}$$

$$p = 4.10^{-19} \text{ u.e.s.}$$

(On a par exemple poor Cl^2 $p = 1{,}3.\ 10^{-19}$, pour HCl $p = 10.\ 10^{-19}$ d'après la variation de la constante diélectrique avec la température)
On trouve alors $\bar{\varphi_o} = 84 \cdot 10^{-13}$
soit une valeur du même ordre que dans le cas d'un moment induit.

3. *Molécule à quadripole.*

Il nous reste à envisager maintenant les molécules sans dipole permanent. On a alors :

$$\Sigma e_k \xi_k = \Sigma e_k \eta_k = \Sigma e_k \zeta_k = 0$$

Le terme principal dans f (Formule 6) est alors

$$\frac{1}{r^3}\left[\frac{1}{2}\left(\frac{3x^2}{r^2} - 1\right)\Sigma e_k \xi_k^2 + \ldots \qquad + \frac{3yz}{r^2}\Sigma e_k \eta_k \zeta_k + \ldots\right]$$

On peut toujours obtenir par un choix convenable des axes que les termes rectangles $\Sigma e_k\ \eta_k\ \zeta_k$ etc... s'annulent. On aura donc en posant :

$$\Sigma e_k \xi_k^2 = \alpha_1 \qquad \Sigma e_k \eta_k^2 = \beta_1 \qquad \Sigma e_k \zeta_k^2 = \gamma_1$$

$$f = \frac{1}{2r^3}\left[\left(\frac{3x^2}{r^2} - 1\right)\alpha_1 + \left(\frac{3y^2}{r^2} - 1\right)\beta_1 + \left(\frac{3z^2}{r^2} - 1\right)\gamma_1\right]$$

Très fréquemment, la molécule aura une symétrie telle que $\beta_1 = \gamma_1$ par exemple. Cette expression se réduira alors à :

$$f = \frac{1}{2r_3}\left(\frac{3x_2}{r^2} - 1\right)\tau \qquad (10)$$

en posant $\tau = \alpha_1 - \beta_1$. τ sera le moment de quadripole de la molécule.

Soit θ l'angle de la direction électron-molécule avec l'axe des x : $x = r\cos\theta$. L'énergie potentielle de l'électron sera alors :

$$\varphi = \frac{e}{2r^3}(3\cos^2\theta - 1)\tau \qquad (11)$$

Digitized by Google

Comme précédemment, cette énergie pour toutes orientations arbitraires, est nulle en moyenne. Mais faisons de nouveau appel au théorème de Boltzmann, la probabilité $0, 0 + d0$ sera :

$$A \frac{\sin 0 \, d0}{2} \exp. \left[2h \frac{e}{2r^3} (\cos^2 0 - 1) \tau \right]$$

A étant le facteur qui rend égale à 1 la probabilité totale.

On a ensuite aisément la valeur moyenne $\bar{\varphi}$ qu'on trouve en première approximation donnée par :

$$\bar{\varphi} = \frac{N}{5RT} \frac{e^2 \tau^2}{r^6} \tag{12}$$

Comme plus haut, cherchons à nous rendre compte de l'importance de la valeur $\bar{\varphi}_0$ de $\bar{\varphi}$ au contact de l'électron et de la molécule. Le type de la molécule à quadripole est la molécule d'hydrogène pour laquelle on a d'après les travaux de Keesom sur l'équation d'état :

$$\tau = 1{,}1 \cdot 10^{-26} \text{ cgs}$$

Le rayon de la molécule d'hydrogène est de $1{,}19.10^{-8}$ cm d'après des mesures de viscosité. On en tire :

$$\varphi_0 = 0{,}43 \cdot 10^{-14}$$

Cette valeur est donc entièrement négligeable devant celle dûe au moment de polarisation, par exemple.

La conclusion de cette étude est que les seules propriétés électriques des molécules qui importent dans la question sont leur pouvoir de polarisation induite et leur moment permanent quand elles en ont.

§ 4. — Etude des chocs des électrons libres et des molécules

Nous nous servirons des potentiels moyens, et des forces d'attraction moyennes qui s'en suivent, que nous venons de calculer. Nous obtiendrons ainsi des résultats moyens qui auront suffisamment de signification pour le but que nous nous proposons. Nous admettrons, de plus, que la loi de répartition des vitesses des électrons libres d'une part, des molécules d'autre part, est celle de Maxwell., stable dans les chocs et que, par conséquent, la vitesse quadratique moyenne des électrons, déterminée par l'équipartition de l'énergie est incomparablement plus grande que celle des molécules. Il sera donc légitime de considérer dans un choc, la molécule comme fixe par rapport aux axes de références et l'électron comme seul mobile.

Digitized by Google

Si φ est le potentiel de la force centrale exercée par la molécule sur l'électron, les équations du mouvement de celui-ci sont

$$m\frac{d^2x}{dt^2} = \frac{x}{r}\frac{d\varphi}{dr}$$

$$m\frac{d^2y}{dt^2} = \frac{y}{r}\frac{d\varphi}{dr}$$

avec l'intégrale du moment angulaire.

$$r^2\frac{d\theta}{dt} = Vp$$

V étant la vitesse relative de l'électron de masse *m* avant la rencontre, *p* étant la perpendiculaire abaissée du centre de cette molécule sur la vitesse relative V (Figure 1).

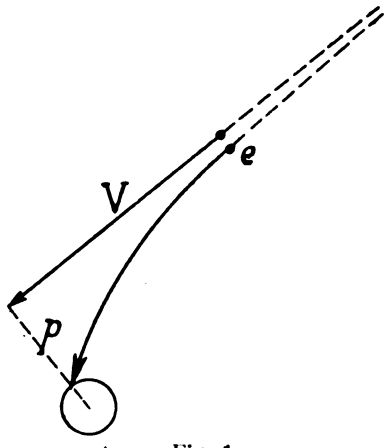


Fig. 1

On a aussi l'intégrale d'énergie :

$$\frac{1}{2}mv^2 = \frac{1}{2}mV^2 + \varphi(r)$$

$$\text{or} \quad v^2 = \left(\frac{dr}{dt}\right)^2 + r^2\left(\frac{d\theta}{dt}\right)^2, \quad \text{d'où :}$$

$$\frac{1}{2}m\left[\left(\frac{dr}{dt}\right)^2 + \frac{V^2p^2}{r^2}\right] = \frac{1}{2}mV^2 + \varphi(r) \tag{13}$$

Nous aurons la distance minimum r_o d'approche de l'électron en faisant $\frac{dr}{dt} = 0$ soit

Digitized by Google

$$(14) \qquad r_0^2 = p^2 \frac{\frac{1}{2} mV^2}{\frac{1}{2} mV^2 + \varphi(r_0)}$$

Si r_0 est supérieur à $\frac{\sigma}{2}$ il n'y a pas de « choc » ; si r_0 est inférieur à $\frac{\sigma}{2}$ il y a choc, σ étant le diamètre de la molécule.

Ici se pose une question assez grave du point de vue logique : qu'il y ait choc ou qu'il y ait déviation, l'électron va toujours être dévié par la molécule, le libre parcours sera donc en principe toujours nul, jamais l'électron ne se trouvant complètement soustrait aux actions moléculaires. De quel droit décidons-nous alors de conserver cette notion de libre parcours en l'identifiant avec la notion de parcours effectivement commencé et terminé par un choc ? Nous devons répondre qu'au fond, c'est uniquement par commodité, la notion approchée de libre parcours, bien que devant être éliminée d'une théorie cinétique rigoureuse, continuant à rendre des services. Mais de plus, il faut noter qu'en corrigeant le libre parcours en tenant compte des forces d'attraction moléculaire seulement quand elles aboutissent à un choc, on aboutit dans la théorie cinétique classique à un succès très heureux dans les comparaisons avec l'expérience, notamment dans l'établissement de la formule de Sutherland pour le coefficient de viscosité des gaz. Il paraît donc légitime d'étendre la méthode et de conserver à la notion de libre parcours d'un électron dans un gaz, sa signification de chemin parcouru entre deux véritables chocs moléculaires.

Mais revenons à la formule (14). $\varphi\left(\frac{\sigma}{2}\right)$ a un maximum pour $r_0 = \frac{\sigma}{2}$

La condition de choc est donc :

$$\frac{p^2}{1 + \frac{\varphi\left(\frac{\sigma}{2}\right)}{\frac{1}{2} mV^2}} \leq \left(\frac{\sigma}{2}\right)^2$$

soit :

$$p^2 \leq \left(\frac{\sigma}{2}\right)^2 \left[1 + \frac{\varphi\left(\frac{\sigma}{2}\right)}{\frac{1}{2} mV^2}\right]$$

§ 5. — Nombre de chocs. Libre parcours.

Soit maintenant $\mathfrak{N} f(uvw)\, du\, dv\, dw$ la fonction de distribution des vitesses pour les électrons, $\mathfrak{N}$ étant le nombre d'électrons par unité de volume ; $\mathfrak{N}_1 f_1(u_1 v_1 w_1)\, du_1\, dv_1\, dw_1$ celle des molécules. Suivant la voie clas-

Digitized by Google

sique en théorie cinétique, on trouve le nombre des chocs pour lesquels p est compris entre p et $p + dp$ et u, v, w, u_1, v_1, w_1,... définis à leurs différentielles près égal à :

$$2\pi \aleph \aleph_1 f(uvw)\, f_1(u_1v_1w_1)\, V\, pdp\, du\, dv\, dw\, du_1\, dv_1\, dw_1$$

Mais nous négligeons u_1, v_1, w_1, devant u, v, w, de sorte que

$$V = \sqrt{u^2 + v^2 + w^2}$$

simplement. On peut alors tout de suite prendre l'intégrale :

$$\iiint f(u_1, v_1, w_1) du_1\, dv_1\, dw_1 = 1$$

On peut ensuite intégrer

$$\int pdp = \frac{p^2max}{2} = \frac{\sigma^2}{8}\left[1 + \frac{\varphi\left(\frac{\sigma}{2}\right)}{\frac{1}{2}mV^2}\right]$$

Et, au lieu de prendre la fonction de distribution $f(u\ v\ w)\ du\ dv\ dw$ on peut ne s'intéresser qu'à la grandeur de la vitesse et prendre pour fonction de distribution

$$F(v)dv = \frac{4(hm)^{\frac{3}{2}}}{\sqrt{\pi}} e^{-hmV^2} V^2 dV \qquad (16)$$

Auquel cas nous avons pour le nombre total de chocs d'électrons, de vitesse comprise entre V et V+dV avec les molécules dans l'unité de temps :

$$\aleph \aleph_1 (hm)^{\frac{3}{2}} \sqrt{\pi}\ \sigma^2 \left\{1 + \frac{\varphi\left(\frac{\sigma}{2}\right)}{\frac{1}{2}mV^2}\right\} e^{-hmV^2} V^3 dV$$

Tandis que le nombre des chocs pour un seul électron de vitesse V serait

$$n(v) = \pi \aleph_1 V \frac{\sigma^2}{4}\left[1 + \frac{\varphi\left(\frac{\sigma}{2}\right)}{\frac{1}{2}mV^2}\right] \qquad (18)$$

De cette dernière formule (18), on tire le libre parcours moyen des électrons de vitesse V :

$$l(v) = \frac{V}{n} = \frac{4}{\pi \aleph_1 \sigma^2} \frac{1}{\left[1 + \frac{\varphi\left(\frac{\sigma}{2}\right)}{\frac{1}{2}mV^2}\right]} \qquad (19)$$

Digitized by Google

Si l'on veut avoir le libre parcours moyen pour tous les électrons, on peut prendre par exemple :

$$l = \int l(v)\, F(v)dv$$

où $l(v)$ est donné par la formule (19) et $F(v)$ par la formule (16). Cette expression n'est pas calculable en termes finis. Mais, nous pouvons prendre une autre définition qui a, au moins, autant de sens et qui consiste à prendre le quotient du chemin total $\gamma \bar{V}$ parcouru par les électrons de l'unlté de volume par le nombre total des chocs qu'ils subissent :

Ce nombre total de chocs est :

$$n = \gamma \gamma_1 (hm)^{\frac{3}{2}} \sqrt{\pi}\, \sigma^2 \int_0^\infty \left\{ 1 + \frac{\varphi\left(\frac{\sigma}{2}\right)}{\frac{1}{2} mV^2} \right\} e^{-hmV^2} V^3 dV$$

soit :

$$(20) \qquad n = \gamma \gamma_1 \sqrt{\frac{\pi}{2}}\, \sigma^2 \sqrt{\frac{RT}{M}} \left[1 + \frac{N \varphi\left(\frac{\sigma}{2}\right)}{RT} \right]$$

Dans cette formule, M représente la masse moléculaire des électrons, soit N fois leur masse M, qui vaut comme on sait 1 /1780 fois celle de l'atome d'hydrogène. On a donc M = 1 /1780.

Quant au chemin total parcouru par les électrons, il vaut :

$$L = \gamma \bar{V} = \gamma \int V \cdot \frac{4(hm)^{\frac{3}{2}}}{\sqrt{\pi}} e^{-hmV^2} V^2 dv \cdot$$

$$= \frac{2\gamma}{\sqrt{\pi hm}}$$

D'où le libre parcours des électrons :

$$l = \frac{L}{n} = \frac{4}{\gamma_1 \pi \sigma^2 \left[1 + \frac{N\varphi\left(\frac{\sigma}{2}\right)}{RT} \right]}$$

Tandis que pour les molécules du gaz, on a comme il est bien connu :

$$l_1 = \frac{1}{\sqrt{2}\, \pi v_1 \sigma^2 \left[1 + \frac{NE}{RT} \right]}$$

E étant l'énergie de deux molécules au contact.

Digitized by Google

sique en théorie cinétique, on trouve le nombre des chocs pour lesquels p est compris entre p et $p + dp$ et u, v, w, u_1, v_1, w_1,... définis à leurs différentielles près égal à :

$$2\pi \gamma \gamma_1 f(uvw)\, f_1(u_1v_1w_1)\, V\ pdp\ du\ dv\ dw\ du_1\ dv_1\ dw_1$$

Mais nous négligeons u_1, v_1, w_1, devant u, v, w, de sorte que

$$V = \sqrt{u^2 + v^2 + w^2}$$

simplement. On peut alors tout de suite prendre l'intégrale :

$$\iiint f(u_1, v_1, w_1)du_1\, dv_1\, dw_1 = 1$$

On peut ensuite intégrer

$$\int pdp = \frac{p^2max}{2} = \frac{\sigma^2}{8}\left[1 + \frac{\varphi\left(\frac{\sigma}{2}\right)}{\frac{1}{2}mV^2}\right]$$

Et, au lieu de prendre la fonction de distribution $f(u\ v\ w)\ du\ dv\ dw$ on peut ne s'intéresser qu'à la grandeur de la vitesse et prendre pour fonction de distribution

$$F(v)dv = \frac{4(hm)^{\frac{3}{2}}}{\sqrt{\pi}} e^{-hmV^2} V^2dV \tag{16}$$

Auquel cas nous avons pour le nombre total de chocs d'électrons, de vitesse comprise entre V et V+dV avec les molécules dans l'unité de temps :

$$\gamma \gamma_1 (hm)^{\frac{3}{2}} \sqrt{\pi}\ \sigma^2 \left\{1 + \frac{\varphi\left(\frac{\sigma}{2}\right)}{\frac{1}{2}mV^2}\right\} e^{-hmV^2} V^3dV$$

Tandis que le nombre des chocs pour un seul électron de vitesse V serait

$$n(v) = \pi \gamma_1 V \frac{\sigma^2}{4}\left[1 + \frac{\varphi\left(\frac{\sigma}{2}\right)}{\frac{1}{2}mV^2}\right] \tag{18}$$

De cette dernière formule (18), on tire le libre parcours moyen des électrons de vitesse V :

$$l(v) = \frac{V}{n} = \frac{4}{\pi \gamma_1 \sigma^2} \frac{1}{\left[1 + \frac{\varphi\left(\frac{\sigma}{2}\right)}{\frac{1}{2}mV^2}\right]} \tag{19}$$

Digitized by Google

Si l'on veut avoir le libre parcours moyen pour tous les électrons, on peut prendre par exemple :

$$l = \int l(v)\, F(v)dv$$

où $l(v)$ est donné par la formule (19) et $F(v)$ par la formule (16). Cette expression n'est pas calculable en termes finis. Mais, nous pouvons prendre une autre définition qui a, au moins, autant de sens et qui consiste à prendre le quotient du chemin total $\gamma \overline{V}$ parcouru par les électrons de l'unlté de volume par le nombre total des chocs qu'ils subissent :

Ce nombre total de chocs est :

$$n = \gamma \gamma_1 (hm)^{\frac{3}{2}} \sqrt{\pi}\, \sigma^2 \int_0^\infty \left\{ 1 + \frac{\varphi\left(\frac{\sigma}{2}\right)}{\frac{1}{2} mV^2} \right\} e^{-hmV^2} V^3 dV$$

soit :

$$(20) \qquad n = \gamma \gamma_1 \sqrt{\frac{\pi}{2}}\, \sigma^2 \sqrt{\frac{RT}{M}} \left[1 + \frac{N\varphi\left(\frac{\sigma}{2}\right)}{RT} \right]$$

Dans cette formule, M représente la masse moléculaire des électrons, soit N fois leur masse M, qui vaut comme on sait 1 /1780 fois celle de l'atome d'hydrogène. On a donc M = 1 /1780.

Quant au chemin total parcouru par les électrons, il vaut :

$$L = \gamma \overline{V} = \gamma \int V \cdot \frac{4(hm)^{\frac{3}{2}}}{\sqrt{\pi}} e^{-hmV^2} V^2 dv \cdot$$

$$= \frac{2\gamma}{\sqrt{\pi hm}}$$

D'où le libre parcours des électrons :

$$l = \frac{L}{n} = \frac{4}{\gamma_1 \pi \sigma^2 \left[1 + \frac{N\varphi\left(\frac{\sigma}{2}\right)}{RT} \right]}$$

Tandis que pour les molécules du gaz, on a comme il est bien connu :

$$l_1 = \frac{1}{\sqrt{2}\, \pi v_1 \sigma^2 \left[1 + \frac{NE}{RT} \right]}$$

E étant l'énergie de deux molécules au contact.

Digitized by Google

Il est intéressant d'envisager les rapports :

$$\frac{l_1}{l_2} \text{ et } \frac{l}{l_1}$$

en posant $l_2 = \frac{1}{\sqrt{2}\pi \aleph_1 \sigma^2}$, libre parcours des molécules calculé sans tenir compte de leurs forces d'attraction.

On a :
$$\frac{l_1}{l_2} = \frac{1}{1 + \frac{NE}{RT}}$$

et
$$\frac{l}{l_1} = \frac{4}{\sqrt{2}} \frac{\left(1 + \frac{NE}{RT}\right)}{\left(1 + \frac{N\varphi\left(\frac{\sigma}{2}\right)}{RT}\right)} = 2{,}83 \frac{\left(1 + \frac{NE}{RT}\right)}{\left(1 + \frac{N\varphi\left(\frac{\sigma}{2}\right)}{RT}\right)}$$

Pour poursuivre les comparaisons, il nous reste à connaître E. Pour cela, nous ferons appel à la théorie de la viscosité des gaz qui, comme on le sait, conduit à représenter le coefficient de viscosité *n* par une expression de la forme :

$$\eta = A \frac{\sqrt{T}}{1 + \frac{S}{T}}$$

S étant la constante dite de Sutherland, reliée à E par la relation :

$$S = \alpha \frac{NE}{R}$$

α étant une constante numérique dépendant du type de la loi de force et que l'on connaît grâce à un mémoire de James *(Proc. Cambridge Phil. Soc.* 20 (1921) p. 447).

Dans le cas des molécules ordinaires, dont les attractions proviennent du moment de quadripole, on peut compter sur une loi de force moyenne en $\frac{1}{r^9}$ environ, d'où $\alpha = 0{,}16$, d'après James.

De la constante de Sutherland, connue par les mesures de viscosité, nous pouvons donc tirer $\frac{NE}{R}$. D'où le tableau suivant, où la dernière colonne de droite porte les valeurs de $\frac{N\varphi\left(\frac{\sigma}{2}\right)}{R}$ déduites de l'hypothèse d'une molécule à moment polarisable :

Digitized by Google

	S	$\frac{NE}{R}$	$\varepsilon - 1$	σ	$\frac{N\varphi}{R}\ \frac{\sigma}{2}$
Air.....	120	750	6.10^4	$3{,}29.10^8$	$1{,}42.10^4$
Héluim.....	80	500	$0{,}7.10^4$	$1{,}92.10^8$	$1{,}54.10^4$
Hydrogène	72	450	$2{,}8.10^4$	$2{,}38.10^8$	$2{,}43.10^4$

D'où un autre tableau donnant pour T = 200° absolus et 300° absolus respectivement les valeurs de $\frac{l}{l_1}$, dans le cas des trois gaz, air, hélium, hydrogène, et, dans les mêmes conditions, les valeurs de $\frac{l_1}{l_2}$ et de $\frac{l}{l_2}$

	$\frac{l}{l_1}$		$\frac{l_1}{l_2}$		$\frac{l}{l_2}$	
	T = 200°	T = 300°	T = 200°	T = 300°	T = 200°	T = 300°
Air.....	1/5	1/4,5	1/4,75	1/3,5	1/23,8	1/15,8
Hélium.....	1/7,4	1/6,5	1/3,5	1/2,66	1/26	1/17,4
Hydrogène	1/12,5	1/10,9	1/3,25	1/2,5	1/41	1/27,3

Les nombres des deux dernières colonnes, donnant la valeur de $\frac{l}{l_2}$ permettent de juger de la gravité de l'erreur commise consistant à calculer sommairement le libre parcours des molécules sans forces d'attraction (soit l_2) et à prendre ensuite $l = 4\ l_2$ *alors que la vraie valeur de* l *est de* 60 *à* 160 *fois plus faible que celle obtenue par ce procédé*, comme en témoignent nos résultats.

Dans la suite de cet article, nous examinerons les conséquences qui résultent de ce fait fondamental en ce qui concerne la couche de Heaviside et sa façon de se comporter pour des diverses longueurs d'onde.

(à suivre)

M. Ponte et Y. Rocard.

Digitized by Google

LES REDRESSEURS A OXYDE DE CUIVRE [1]

par Marcel DEMONTVIGNIER,

Ingénieur E. P. C. I.,

Chef du Service technique de la Société Anonyme Hewittic.

Généralités sur les redresseurs a contact.

On a constaté depuis longtemps au contact entre deux solides différents des phénomènes de redressement des courants alternatifs ; l'exemple le plus connu et dont l'utilisation est aujourd'hui la plus répandue est celui du contact entre un métal tel que l'argent ou le cuivre et un cristal de galène. Toutefois les puissances qu'on peut redresser avec des contacts de ce genre restent très faibles et leur champ d'action reste limité à la détection des oscillations de haute fréquence.

Au cours de ces dernières années, on a vu apparaître des redresseurs fondés sur le principe du contact entre deux substances solides différentes, mais pouvant supporter des courants de l'ordre de l'ampère sous quelques volts ; parmi ces redresseurs, le redresseur à oxyde de cuivre semble à l'heure actuelle le plus intéressant ; avant de passer à son étude, qui fait l'objet de cet article, nous dirons quelques mots des théories émises au sujet du redressement par les contacts solides.

Il semble que, dans certains cas, le passage d'un courant alternatif à travers un contact entre 2 substances différentes provoque par échauffement l'apparition d'une force électromotrice thermo-électrique.

Dans d'autres cas, il semble qu'on ait affaire à des phénomènes électrolytiques. Les cas où ces deux explications peuvent s'appliquer sont l'exception. Pour les autres, il faut faire appel à des théories d'un ordre tout différent dérivées de la théorie électronique des conducteurs et visant la nature réelle du contact entre deux substances.

On suppose qu'à l'intérieur d'une substance conductrice existent des électrons libres, que ces électrons sont en état d'agitation perpétuelle, d'autant plus vive que la température est plus élevée. Certains de ces électrons entraînés par leur vitesse peuvent franchir la surface extérieure du conducteur même en l'absence de champ extérieur, mais par suite de l'élec-

(1) Manuscrit reçu le 19 janvier 1929.

Digitized by Google

trisation qu'ils provoquent par leur départ, ils ne tardent pas à rentrer dans l'intérieur du conducteur. On arrive ainsi à la conception d'une atmosphère électronique enveloppant tout conducteur métallique, atmosphère d'autant plus épaisse que la température est plus élevée. L'existence de cette atmosphère ne fait aucun doute aux températures élevées ; on peut supposer qu'elle existe encore à la température ordinaire, mais qu'elle possède alors une épaisseur extrêmement faible. On peut alors concevoir non seulement le contact entre deux conducteurs, mais encore le contact entre leurs atmosphères électroniques.

Si on admet ces hypothèses, on peut considérer les phénomènes de redressement présentés par les contacts entre deux conducteurs comme ceux qui se produiraient dans un tube à vide renfermant 2 électrodes métalliques inégalement chauffées, c'est-à-dire entourées de deux atmosphères électroniques de densités inégales.

Cette théorie indique donc comme nécessaire au redressement le contact des atmosphères électroniques de 2 conducteurs inégalement riches en électrons, séparés toutefois par un intervalle isolant de l'ordre de grandeur de l'épaisseur des atmosphères électroniques à la température considérée ; elle est certainement applicable dans un grand nombre de cas ; nous examinerons plus loin si elle peut s'appliquer au redresseur à oxyde de cuivre.

Nous examinerons maintenant la fabrication des éléments redresseurs et leurs propriétés électriques.

Fabrication des redresseurs a oxyde de cuivre

Les contacts cuivre-oxyde de cuivre possédant des propriétés rectifiantes sont obtenus de la manière suivante :

On part de rondelles de cuivre rouge d'environ $1^m/^m5$ d'épaisseur, on les chauffe en présence d'air ou d'oxygène à une température voisine de 1040°. On sait que le cuivre est susceptible de former deux oxydes : l'oxyde cuivrique CuO, noir, stable seulement à basse température, et l'oxyde cuivreux rouge Cu^2O, stable à haute température. De plus, le cuivre peut dissoudre l'oxyde cuivreux, qui abaisse son point de fusion de 1065°, correspondant au cuivre pur, jusqu'à 1035° environ. La température de 1040° utilisée, correspond donc à la formation d'oxyde cuivreux au contact du cuivre et à la fusion de la couche de passage entre le cuivre et l'oxyde. Après chauffage, on laisse refroidir les rondelles oxydées : dans ces conditions, il se forme au contact du cuivre et de l'oxyde cui-

Digitized by Google

vreux une zone de passage dans laquelle les deux substances sont dans un état de division extrême, cet état semblant jouer un rôle primordial dans le redressement constaté. Au cours du refroidissement des rondelles oxy-

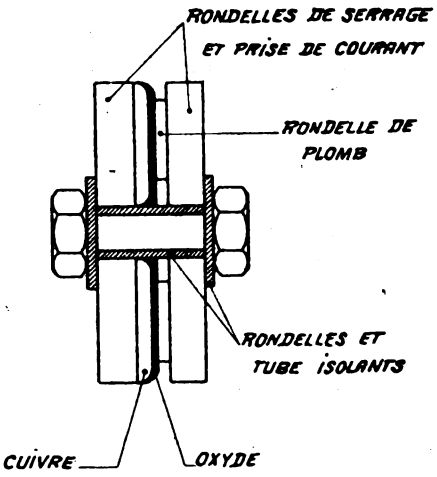


Fig. 1

dées, il se forme une couche superficielle d'oxyde cuivrique, dont on se débarrasse par sablage.

Les rondelles obtenues sont complètement décapées sur l'une de leurs faces, mettant ainsi le cuivre à nu. Sur l'autre face, on applique au contact avec la couche d'oxyde une rondelle d'un métal malléable, tel que le plomb, et on serre fortement l'ensemble sur une tige filetée isolée passant par le trou central des rondelles. L'ensemble d'un élément redresseur présente l'aspect de la fig. 1. Les prises de contact se font sur la rondelle de plomb et sur la face décapée de la rondelle oxydée. Les éléments redresseurs existant actuellement sur le marché utilisent 2 espèces de rondelles de cuivre oxydé :

Le 1er type présente un diamètre extérieur de 38 m/m et un diamètre intérieur de 12,5 m/m. Sa surface est de 10 cm². environ.

Le 2e type présente un diamètre extérieur de 20 m/m et un diamètre intérieur de 7m/m. Sa surface est de 2,75 cm² environ.

La forme adoptée pour les éléments redresseurs se prête particulièrement bien à leur assemblage en série, ou en parallèle.

Caractéristiques électriques des contacts cuivre-oxyde

Lorsqu'on établit une différence de potentiels continue entre les bornes d'un élément de redresseur à oxyde de cuivre on constate que le

Digitized by Google

courant passe beaucoup plus facilement de l'oxyde au cuivre que du cuivre à l'oxyde; du point de vue électronique les électrons passent plus facilement du cuivre à l'oxyde que dans le sens inverse. Alors que la résistance à un courant dirigé de l'oxyde au cuivre est de l'ordre de 1 ohm, celle à courant dirigé du cuivre à l'oxyde est de l'ordre de quelques milliers d'ohms.

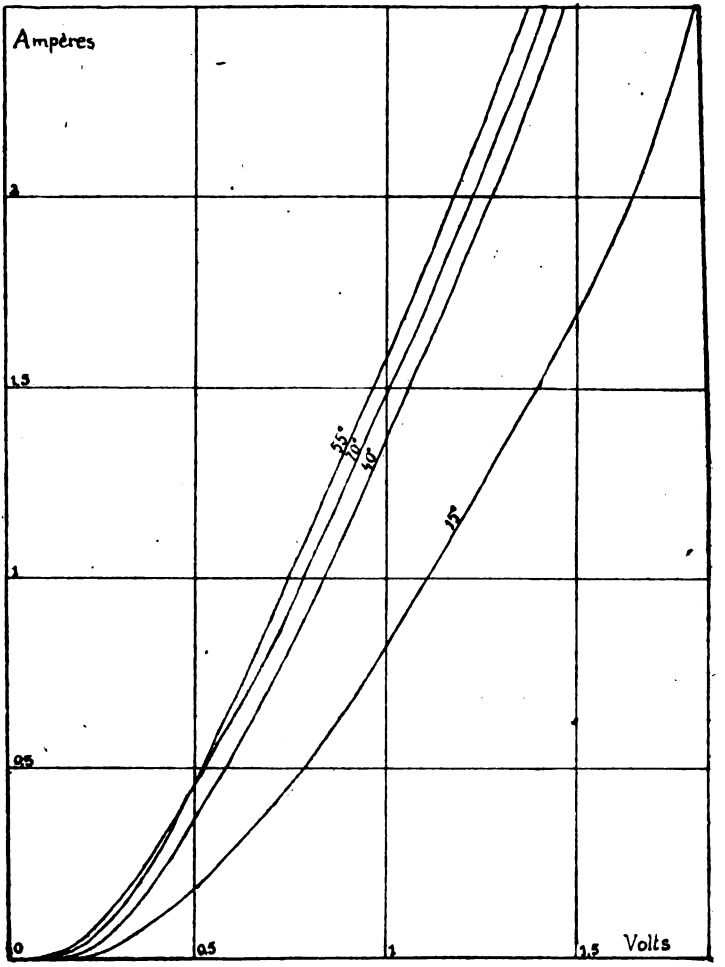


Fig. 2

En appliquant à un élément de redresseur à oxyde de cuivre des tensions variables, on peut en tracer les caractéristiques courant-tension. On trouve que ces caractéristiques dépendent assez notablement de la température de l'expérience.

Les fig. 2 et 3 montrent les caractéristiques obtenues à diverses tem-

Digitized by Google

pératures pour un élément du 1er type (rondelles de 10 cm²). La fig. 2 représente les caractéristiques courant-tension pour les courants dirigés de l'oxyde de cuivre, que nous appellerons, par abréviation : courants directs ; elle montre que si l'on élève la température, la résistance au courant direct commence par diminuer, passe par un minimum vers 50° pour augmenter ensuite à nouveau. La fig. 3 représente les caractéristiques courant-tension pour les courants dirigés du cuivre à l'oxyde que nous désignerons sous le nom de courants de retour ou courants inverses. Le rapport des résistances dans les 2 sens du contact cuivre-oxyde est si élevé qu'il a fallu

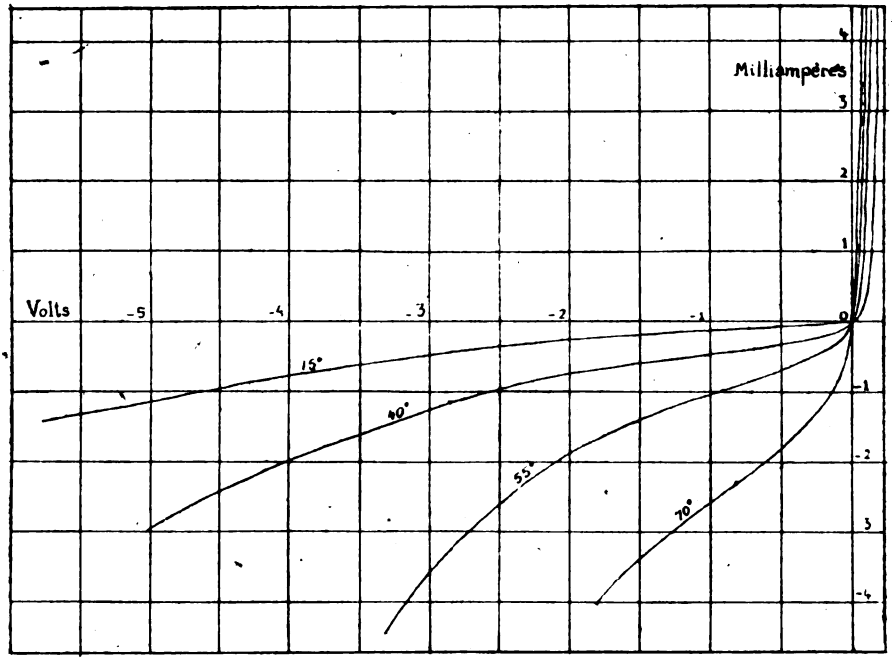


Fig. 3

adopter une échelle des intensités 200 fois plus grande pour rendre le diagramme lisible. On voit que l'effet d'une augmentation de température réside dans une augmentation du courant de retour.

Les éléments du 2e type présentent des caractéristiques de forme analogue ; on obtient simplement pour une tension donnée une intensité environ 5 fois plus faible.

Examinons maintenant si la théorie indiquée plus haut des phénomènes de redressement peut s'appliquer ici : on éprouve tout d'abord quelque embarras à distinguer les deux corps inégalement conducteurs de la

Digitized by Google

théorie : on aperçoit bien le cuivre mais on doit remarquer que l'autre n'est certainement pas l'oxyde cuivreux pur. Celui-ci est en effet un bon isolant. Quant à l'intervalle isolant qui devrait être présent entre les deux conducteurs on ne l'aperçoit pas davantage. Il semble qu'une théorie satisfaisante du phénomène doive être cherchée dans une autre voie : des recherches récentes entreprises sur les isolants montrent en effet que ceux-ci peuvent se laisser traverser dans certaines conditions par des électrons et peuvent présenter des propriétés très analogues à celles des vides imparfaits. Un isolant renfermant dans sa masse un conducteur finement divisé, capable par conséquent de lui fournir des électrons, pourrait donc dans certaines conditions jouer le rôle d'un conducteur. Si, dans l'épaisseur d'un tel isolant on rencontre des teneurs croissantes de conducteur, jus-

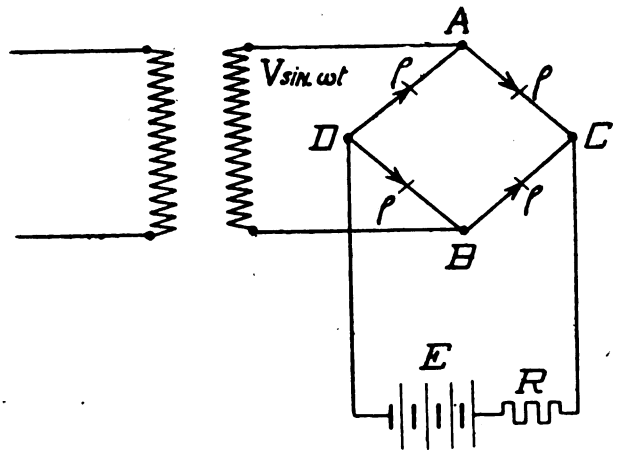


Fig. 4

qu'à celui-ci à l'état de pureté, on observera une conductibilité dans un seul sens, l'isolant ne pouvant devenir conducteur que si le métal qui l'imprègne lui fournit des électrons.

C'est une théorie analogue qui a été émise par les inventeurs du redresseur à oxyde de cuivre ; il semble bien qu'elle soit vraisemblable, car l'expérience montre que c'est l'état de division au contact du cuivre et de l'oxyde qui joue le rôle primordial.

Application des contacts cuivre-oxyde au redressement des courants alternatifs

Lorsqu'on examine parmi les montages utilisés ordinairement avec

Digitized by Google

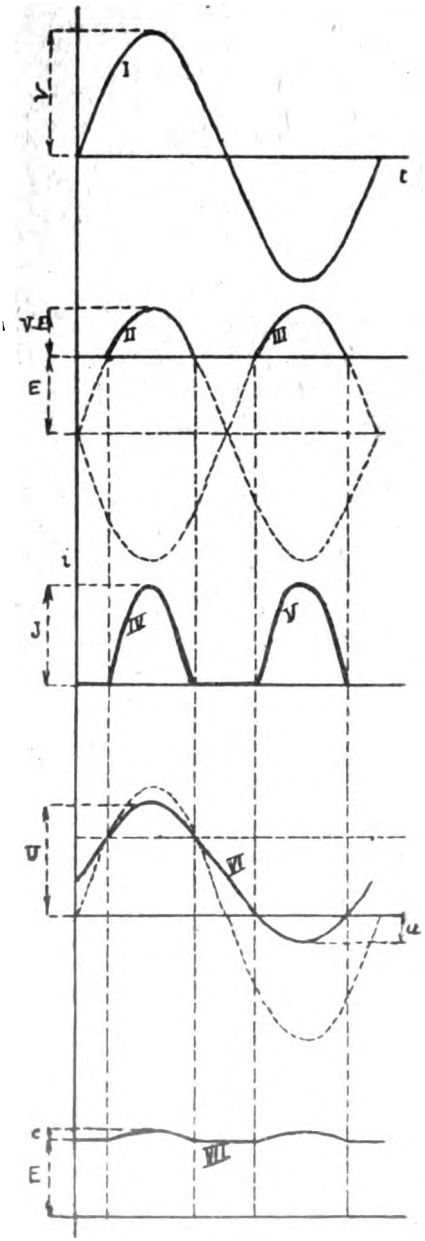


Fig. 5

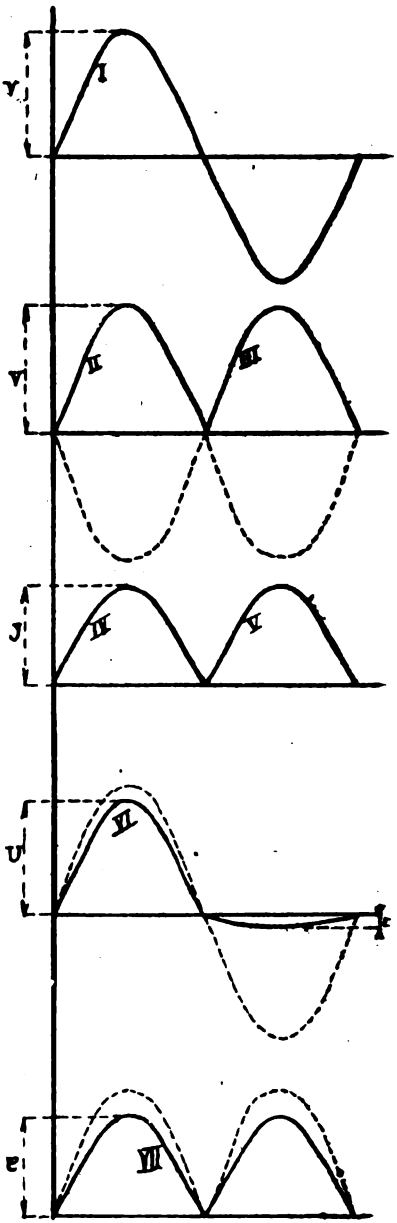


Fig. 6

les divers modèles de soupapes celui qui peut s'appliquer le mieux aux contacts cuivre-oxyde, on trouve que le meilleur est sans contredit le montage dit « en pont de Wheastone » représenté par la fig. 4.

Digitized by Google

Ce montage présente en effet l'avantage de redresser les 2 alternances tout en n'utilisant qu'un transformateur à simple enroulement.

Essayons de prévoir théoriquement le mécanisme d'un tel ensemble. Désignons par V sinωt la force électromotrice instantanée dans le secondaire de ce transformateur, par la résistance intérieure de celui-ci, ramenée au secondaire, par E la force contre-électromotrice de la batterie à charger, et par R la résistance totale du circuit à courant continu.

En ce qui concerne les contacts cuivre-oxyde placés dans les branches

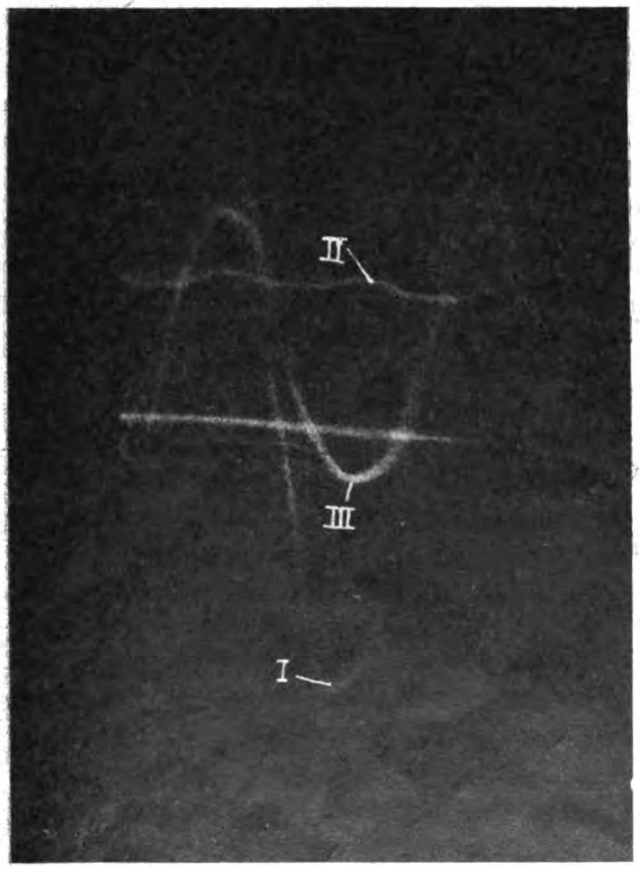


Fig. 7

du pont, nous les supposerons doués d'une résistance ρ. dans le sens des courants directs, et d'une résistance beaucoup plus élevée dans le sens des courants de retour.

Digitized by Google

La force électromotrice V sinωt étant représentée par la courbe 1 de la fig. 5 les forces électromotrices résultantes dans chacun des circuits A. C. D. D. et B. C. D. A. sont représentées par les courbes II et III. Elles ont pour valeur :

$$E \pm V \sin\omega t$$

Ces forces électromotrices ne peuvent donner naissance à un courant

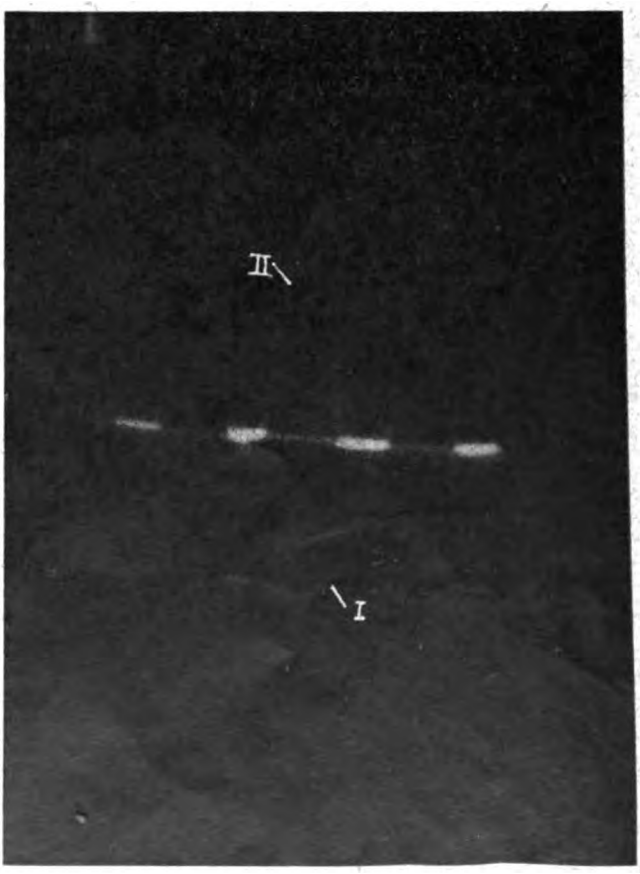


Fig. 8

appréciable que si elles ont une valeur positive c'est-à-dire sur les parties des courbes représentées en trait plein.

Le circuit A. C. D. B. auquel est appliquée la f.e.m. II a pour résistance totale $r + R + 2\rho$. Il sera donc le siège d'un courant représenté par la courbe IV et ayant pour valeur instantanée positive :

Digitized by Google

$$j = \frac{V \sin\omega t - E}{r + R + 2\rho.} \text{ et pour valeur maximum : } J = \frac{V - E}{r + R + 2\rho.}$$

De même le circuit B. C. D. A. sera le siège d'un courant représenté par la courbe V et ayant la même valeur maximum.

Ces deux courants s'ajoutent dans le circuit de la batterie ; le courant redressé est donc représenté par les courbes en trait gras IV et V de la fig. 5.

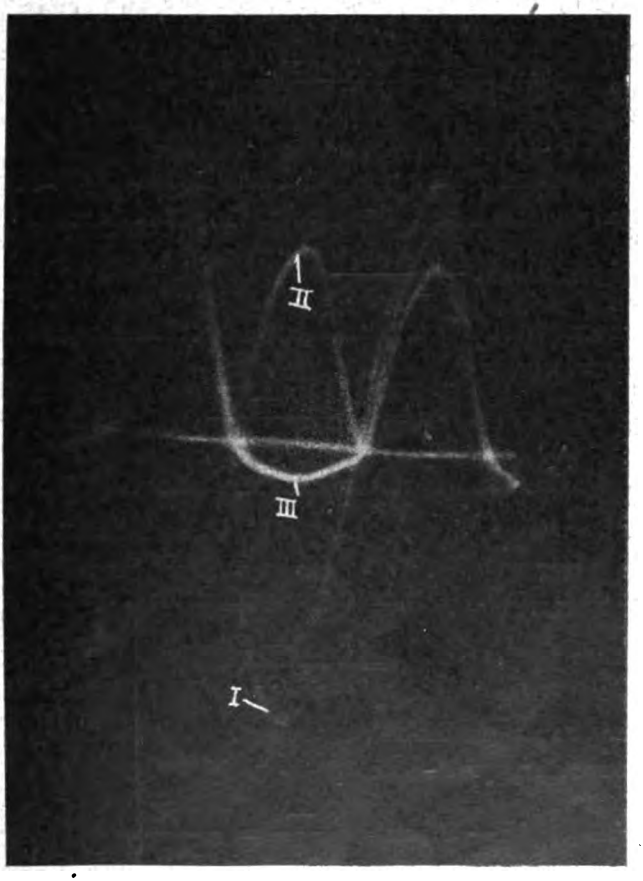


Fig. 9

Proposons-nous maintenant de prévoir la forme de la différence de potentiels entre les extrémités d'une branche du pont par exemple entre A. et D.

Supposons d'abord que la f.e.m résultante dans le circuit A.C.D.B. soit positive, ce circuit est alors le siège d'un courant instantané

Digitized by Google

$$j = \frac{V \sin\omega t - E}{R + r + 2\rho}$$

La d.d.p. entre A et D a pour expression dans cette hypothèse :

$$V_A - V_D = E + (\rho + r) j = \frac{(r + \rho) E + (\rho + R) V \sin\omega t}{R + r + 2\rho}$$

Tant que le courant passe dans le circuit A.C.D.B., la d.d.p. entre A et D varie donc entre E et la valeur maximum :

$$U = \frac{(r + \rho) E + (R + \rho) V}{R + r + 2\rho}$$

Cette valeur est inférieure à V.

Supposons maintenant que la f.e.m. dans le circuit B.C.D.A. soit positive le circuit est alors le siège d'un courant dirigé dans le sens D A et ayant pour valeur maximum $\frac{V - E}{R + r + 2\rho}$

Tant que ce courant circulera, la d.d.p. entre A et D. sera négative et variera entre O et la valeur

$$u = -\frac{\rho (V - E)}{R + r + 2\rho}$$

Nous pouvons donc prévoir que la d.d.p. entre A et D aura la forme de la courbe VI fig. 5.

Enfin, la tension aux bornes du circuit continu est représentée par la courbe VII de la fig. 5. La valeur de son ondulation *e*, est :

$$e = \frac{R (V - E)}{R + r + 2\rho}$$

La fig. 6 montre les courbes obtenues dans le débit sur résistance pure.

On trouve alors que l'on a :

$$V - U = u = \frac{V - e}{2} = \frac{\rho U}{R + r + 2\rho}$$

Cette théorie rend très exactement compte des phénomènes observés : comme le prouvent les oscillogrammes des fig. 7, 8 et 9.

La fig. 7 a trait à la charge d'une batterie par un redresseur à oxyde de cuivre. L'oscillogramme comprend les courbes suivantes :

I : Tension secondaire du transformateur d'alimentation ;

II : Tension aux bornes de la batterie ;

III : Différence de potentiels aux bornes d'une branche du pont.

Digitized by Google

L'oscillogramme de la fig. 8 a également trait à la charge d'une batterie : il comprend les courbes suivantes :

I : Tension aux bornes de la batterie ;

II : Courant de charge de celle-ci.

Enfin, l'oscillogramme de la fig. 9 comprend des courbes analogues à celles de la fig. 7 mais relatives au débit sur résistance pure. On voit que la concordance qualitative entre l'expérience et les prévisions théoriques est satisfaisante.

Chute de tension et Rendement des Redresseurs a oxyde de cuivre

Étant donné le schema de la fig. 4 proposons-nous de déterminer la relation entre la tension moyenne aux bornes du circuit continu et le courant moyen dans celui-ci, autrement dit, de tracer la caractéristique de chute de tension du redresseur. On pourrait partir de la forme réelle des caractéristiques courant tension des contacts cuivre-oxyde, et construire graphiquement les courbes de courant et de tension redressée, dont les valeurs moyennes s'obtiendraient par planimétrage. Cette méthode est d'application fort longue, et pratiquement, on peut opérer autrement d'une manière beaucoup plus simple.

Supposons qu'on dispose d'un ensemble de 4 contacts cuivre-oxyde ; alimentons cet ensemble comme dans le schema de la fig. 4 mais par un transformateur de résistance intérieure négligeable, et déterminons expérimentalement sa caractéristique de chute de tension en débitant sur une résistance pure placée dans le circuit continu.

On peut partir de cette caractéristique pour déterminer toutes celles qu'on pourra obtenir avec cet ensemble de contacts alimenté par des transformateurs résistants et débitant sur des circuits pourvus de force-contre-électromotrice. Pour cela, il suffit de faire l'hypothèse que, dans les calculs on attribuera à la résistance intérieure des contacts cuivre-oxyde aux courants directs dans le régime considéré, la valeur qu'elle avait dans le débit sur résistance pure pour la même valeur de l'intensité maximum. L'expérience montre que cette hypothèse conduit à des résultats suffisamment exacts pour la pratique.

Le problème est ainsi ramené au calcul du courant produit par une f.e.m. ayant la forme des courbes II et III de la fig. 5 dans un circuit ayant pour résistance $R + r + 2\rho$. Pour cela, posons $\frac{E}{V} = a$. Désignons par y une fonction égale à $\sin x - a$ dans l'intervalle de O à π où cette quantité est

Digitized by Google

positive et nulle dans le reste de l'intervalle. La f.e.m. représentée par les courbes II et III a pour valeur V y.

La valeur moyenne de cette f.e.m. a pour expression V ym. ym désignant la valeur moyenne de y.

De même sa valeur efficace a pour expression V yef. yef désignant la valeur efficace de y.

La fig. 10 donne les courbes de variation de y_m, y_{ef}, et y_{max} en fonction du rapport $a = \frac{E}{V}$

Elles permettent de résoudre la plupart des problèmes pratiques ;

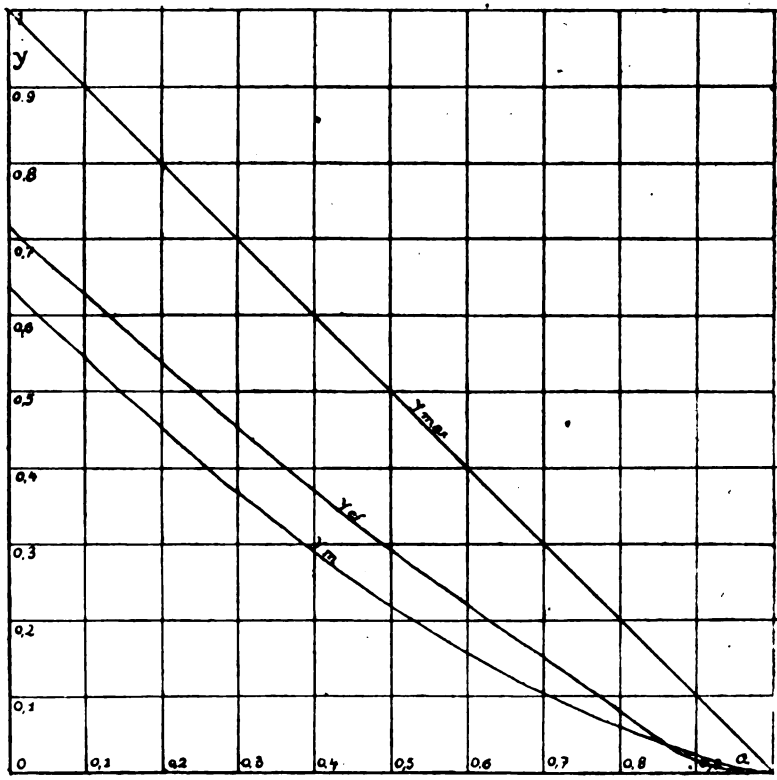


Fig. 10

supposons par exemple qu'on connaisse V, r, R et E et qu'on se propose de calculer le courant redressé moyen.

On calculera le rapport $a = \frac{E}{V}$, et on déduira des courbes de la fig. 10

Digitized by Google

la valeur correspondant de ym. La f.e.m. donnant naissance au courant redressé aura pour valeur V_{ym} et le courant redressé moyen sera :

$$i_m = \frac{V_{ym}}{R + r + 2\rho}$$

Pour choisir la valeur de ρ on procèdera par approximations successives, en lui donnant d'abord une valeur approchée, puis en calculant à partir de celui-ci le courant moyen *im* ; on déduira ensuite de cette valeur du courant redressé moyen *im* la valeur maximum

$$i_{max} = i_m \times \frac{Y_{max}}{Y_m}$$

De cette valeur du courant maximum, on déduira la valeur de ρ correspondants à l'aide de la caractéristique de chute de tension sur résistance pure, et enfin, une valeur plus approchée de *im*.

Cette méthode est d'application très rapide. Elle permet d'obtenir les caractéristiques de chute de tension, et d'expliquer un effet d'apparence

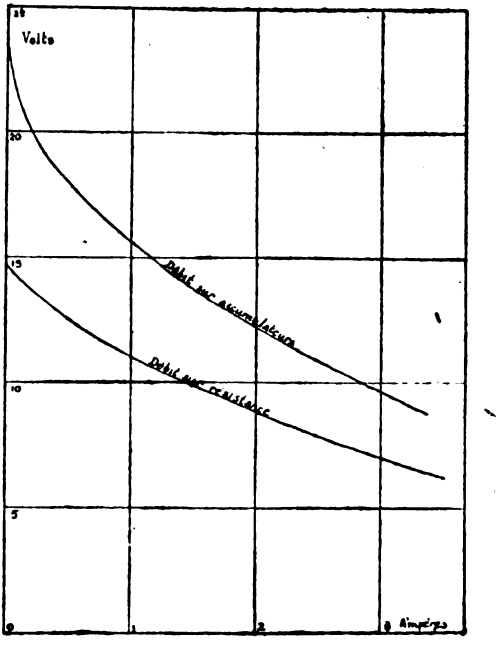


Fig. 11

paradoxale présenté par celles-ci : la fig. II montre par exemple 2 caractéristiques de chute de tension d'un redresseur à oxyde de cuivre débitant sur résistance pure, et sur force électro-motrice pure : on voit que le débit

Digitized by Google

moyen obtenu pour une même valeur de la tension redressée moyenne est beaucoup plus élevé dans le dernier cas. Cela tient à ce que, dans le second cas, le courant redressé est produit par une f.e.m. de valeur moyenne peu inférieure à celle du 1er, mais débitant sur une résistance beaucoup plus faible (résistance de la batterie et résistance intérieure du redresseur) Le calcul concorde ici entièrement avec l'expérience.

Le calcul du rendement d'un redresseur à oxyde de cuivre, n'offre pas de difficultés : on calcule d'abord à partir du courant moyen im sa valeur efficace, donnée par la relation :

$$i_{ef} = i_m \times \frac{\gamma_{ef}}{\gamma_m}$$

Cette valeur permet d'obtenir les pertes dûes au courant direct qui ont pour expression :

$$(R + r + 2\varphi)\, i_{ef}^2$$

Les pertes données dans les contacts cuivre-oxyde par les courants inverses restent faibles vis-à-vis de celles données par les courants directs. On peut également les calculer facilement.

On trouve ainsi qu'un redresseur à oxydé de cuivre s'échauffe davantage à courant moyen égal dans le débit sur batterie que dans le débit sur résistance ; cela tient à la différence des valeurs des courants efficaces correspondants.

L'échauffement dû aux pertes dans les contacts cuivre-oxyde modifie la résistance intérieure de ceux-ci ; il diminue la résistance aux courants directs, mais augmente aussi les courants inverses. Si on laissait l'échauffement augmenter trop, on risquerait de voir les pertes par courant inverse augmenter tellement qu'en accélérant elles-mêmes l'échauffement elles produiraient la mise hors service des contacts.

Pratiquement, on limite les échauffements admissibles à des valeurs non dangereuses, par une limitation convenable des courants, et tensions inverses, ainsi que par des dispositifs permettant d'évacuer la chaleur produite, tels que des ailettes de refroidissement.

Les rendements obtenus avec les redresseurs à oxyde de cuivre varient de 25 à 45 % ; cette valeur peut paraître faible, mais, vu la faible puissance de ces appareils, elle est parfaitement admissible.

Les redresseurs a oxyde de cuivre et la T. S. F.

Les redresseurs à oxyde de cuivre peuvent recevoir diverses applications à la T. S. F.

Digitized by Google

On peut l'appliquer soit à la recharge des accumulateurs d'alimentation du chauffage des filaments ou de la tension anodique soit à l'alimentation directe.

1° *Charge des batteries de chauffage.* — Le modèle normal de redresseur à oxyde de cuivre destiné à cette application est représenté par la fig. 12 : le boitier visible sur cette figure contient un transformateur d'alimentation et un ensemble de 8 éléments cuivre-oxyde de 10 cm^2, montées en pont de Wheastone chaque branche du pont comprenant 2 éléments en série. L'ensemble de l'élément redresseur est représenté par la fig. 13.

Le modèle normal est prévu pour une alimentation en courant monophasé 110-115^v 50 périodes et pour la charge d'une batterie d'accumulateurs de 4^v à un régime voisin de 0,5 ampère.

La caractéristique de chute de tension de l'ensemble du transformateur et du redresseur a été rendue très tombante de manière que les variations de la tension alternative, et celles de la tension des accumulateurs au cours de la charge n'affectent pas sensiblement le débit du redresseur. L'appareil ainsi construit absorbe environ 8 watts.

Fig. 12

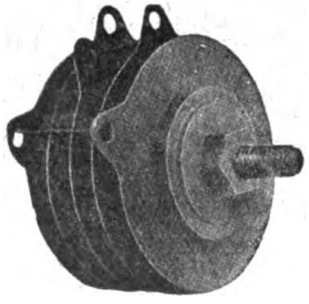


Fig. 13

Le régime de charge adopté, permet avec 12^h de charge de restituer par jour, 6 ampères-heures à une batterie. Prenons le cas le plus favorable d'un montage à changeur de fréquence comprenant 8 lampes à faible consommation :

la consommation d'un tel ensemble, comprenant des lampes de puissance aux étages B.F. est au plus de 0^{a}75 environ. En admettant un rendement de 85 % pour la batterie, on arrive à $\frac{6 \times 0{,}85}{0{,}75}$ soit environ 7 heures d'écoute.

Digitized by Google

C'est là une utilisation rarement atteinte pour un poste d'amateur. On peut d'ailleurs augmenter le nombre d'heures de charge.

Le mieux est de laisser charger en permanence la batterie sauf au moment de l'écoute. En cas de panne d'alimentation, on observe un courant de fuite de la batterie sur le redresseur, mais ce courant est de l'ordre de 1 milliampère, la batterie ne se décharge donc pas sensiblement. La charge à faible régime présente d'ailleurs de sérieux avantages au point de vue de la conservation des batteries : on sait en effet qu'il y a intérêt à ne pas augmenter trop le courant enfin de charge sous peine de produire des décollements de la matière active des plaques.

Pour passer de la charge à l'écoute, on peut se contenter, la batterie étant connectée en permanence au poste et au redresseur, de couper l'ali-

Fig. 14

Fig. 15

mentation alternative de ce dernier, et d'allumer alors les lampes du poste. Il convient alors de ne pas oublier d'éteindre celles-ci à la fin de l'audition.

L'écoute simultanée à la charge n'est généralement pas possible, car la résistance intérieure de la batterie suffit à donner une ondulation à la tension entre ses bornes.

Si l'on veut éviter complètement tout risque de fausse manœuvre, on peut employer un modèle de redresseur comprenant à son intérieur un inverseur coupant l'alimentation alternative et commutant la batterie du redresseur sur le poste (fig. 14).

2° *Charge des batteries de tension anodique.* — La charge des batteries de tension anodique de 40 volts peut se faire à l'aide de montages utilisant des éléments cuivre-oxyde de 2,75 cm² montés en série.

On peut employer soit un ensemble de 48 éléments permettant la

Digitized by Google

recharge d'une batterie de 80 volts sous un régime de $0^{m}05$, en redressant une alternance, soit un ensemble de 96 éléments, montés en pont de Weastone à raison de 24 éléments en série par branche de pont, permettant la recharge d'une batterie de 80 volts, au régime de $0^{a}1$.

L'alimentation de ces redresseurs se fait sous une tension alternative de 110 volts environ, de sorte qu'on peut à volonté utiliser soit directement le secteur, soit passer par un transformateur d'isolement ; cette dernière solution est d'ailleurs préférable.

L'ensemble de l'appareil pour charge de batteries de tension anodique présente l'aspect extérieur de la fig. 12.

Des modèles permettant la recharge de batteries de 120^{v} ont également été réalisés.

3° *Charge simultanée des batteries de chauffage et de tension anodique.* — On peut réunir dans un même boîtier les éléments précédents, on obtient ainsi l'appareil représenté fig. 15, permettant la charge simultanée des batteries de chauffage et de tension anodique.

Fig. 16

4° *Alimentation directe.* — Enfin les redresseurs à oxyde de cuivre permettent l'alimentation totale des postes récepteurs.

En ce qui concerne la tension anodique, on peut utiliser l'ensemble transformateur redresseur employé à la charge des accumulateurs, et filtrer la tension obtenue par une ou deux cellules self-capacité.

Pour le courant de chauffage, la solution adoptée actuellement est celle d'un petit accumulateur qu'on charge par le redresseur et qu'on décharge sur le poste.

L'ensemble des organes présente l'aspect extérieur de la fig. 16. L'alimentation directe du chauffage sans intermédiaire d'accumulateurs est actuellement à l'étude, et les appareils correspondants doivent faire prochainement leur apparition sur le marché.

Nous terminerons ici ces indications sur l'emploi des redresseurs à oxyde de cuivre en T. S. F. ; nous espérons que le présent article contribuera à faire connaître des amateurs un matériel présentant des qualités très sérieuses de sécurité et dont l'avantage primordial est de ne comporter aucun organe susceptible d'usure.

MARCEL DEMONTVIGNIER.

Digitized by Google

ETUDE DE LA MÉTHODE DE BEATTY POUR LA MESURE DE L'AMPLIFICATION D'UN ÉTAGE A RÉSONANCE (1)

PAR

F. BEDEAU
Docteur ès Sciences
Agrégé de Physique.

J. de MARE
Ingénieur I. E. G.
Etablissements DUCRETET.

SOMMAIRE. — Le calcul de l'amplification d'un étage à résonance a été effectué par de multiples auteurs. Des hypothèses simplificatrices sont généralement admises; malgré leur légitimité apparente elles faussent notablement les résultats. Le procédé de calcul de Beatty bien que fort simple donne une valeur beaucoup plus exacte de l'amplification. A l'heure où les amplificateurs à résonance comportant des lampes à écrans sont de plus en plus utilisés, il a paru intéressant de signaler aux Sans-Filistes l'étude de Beatty; elle permettra de les guider dans le choix de la lampe à employer.

L'étude de Beatty a paru dans « Experimental Wireless » vol. 5, N° 52, janvier 1928. Nous donnerons dans cet article l'essentiel de la méthode sans nous astreindre à suivre le plan de l'exposé de Beatty. Nous avons passé sous silence la partie de l'étude concernant les progrès à réaliser dans les lampes à écrans et avons par contre développé le paragraphe concernant l'étude de la stabilité.

1. Nous désignerons par ρ, K et S, la résistance interne, le pouvoir amplificateur et la pente ($S = \frac{K}{\rho}$), par C la capacité grille-plaque, par u et v les potentiels de grille et de plaque. Les circuits de grille et de plaque comportent des selfs de valeur L_1 et L_2 ayant des résistances r_1 et r_2 ; la capacité du circuit de grille est Cg ; celle du circuit de plaque Cp.

Lorsque le circuit de plaque est accordé son impédance est pratiquement purement ohmique et à une valeur :

$$R_2 = \frac{L_2}{r_2 C_p} \qquad (1)$$

Si i désigne le courant de plaque, les équations :

$$i = v + Ku \qquad v = -Ri$$

donnent :

$$\frac{v}{u} = -\frac{S}{\frac{1}{R} + \frac{1}{\rho}} = +\mu \qquad (2)$$

(1) Manuscrit reçu le 28 janvier 1929.

Digitized by Google

μ est généralement considéré comme l'amplification de l'étage. Or les formules précédentes ne tiennent pas compte de C dont l'influence au premier abord peut paraître négligeable surtout si la lampe étudiée est une lampe à écran ; il n'en est rien. C'est ainsi que pour une fréquence 2070 KC et des circuits dont l'impédance au moment de l'accord avait pour valeur $\frac{10^6}{3,2}$ ohms. On trouve qu'avec une lampe de constantes :

$$S = 8,10^{-4} \text{ Amp/volt}, \rho = 125000\omega, C = 0,1 \mu\mu f$$

l'amplification de l'étage est non pas 20 (valeur qui serait donnée par la formule 2) mais bien 26,2 !

2. *Impédance d'un circuit bouchon.* — BEATTY utilise la remarque bien

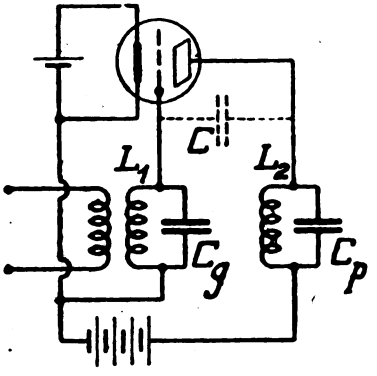


Fig. 1

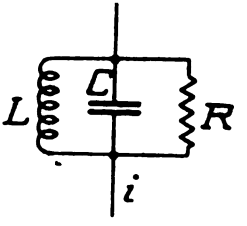


Fig. 2

connue suivante. Un circuit bouchon comportant une self L de résistance *r* et une capacité C est équivalent au circuit de la fig. 2 comportant une self L dépourvue de résistance, une capacité C et une résistance $R = \frac{L}{Cr}$

L'impédance Z d'un tel circuit est donnée par :

$$\frac{1}{Z} = \frac{j(1 - LC\omega^2) - C\omega^2}{-L\omega} = \frac{-j}{L\omega} + jc\omega + \sigma$$

avec $$j = \sqrt{-1} \quad \text{et} \quad \sigma = \frac{1}{R} = \frac{Cr}{L}$$

Le courant *i* dans la ligne comprenant le bouchon aux bornes duquel est appliquée une tension *e*, a pour valeur :

$$i = \frac{e}{Z} = e\sigma \left[1 + \frac{j}{\sigma} \left(C\omega - \frac{1}{L\omega} \right) \right] = e\sigma (1 + jt)$$

Digitized by Google

avec $$t = \frac{C\omega - \frac{1}{L\omega}}{\sigma}$$

3. *Schéma des circuits.* — Le circuit de la fig. 1 se ramène à celui de la fig. 3 comprenant les deux circuits bouchons de grille et de plaque d'une

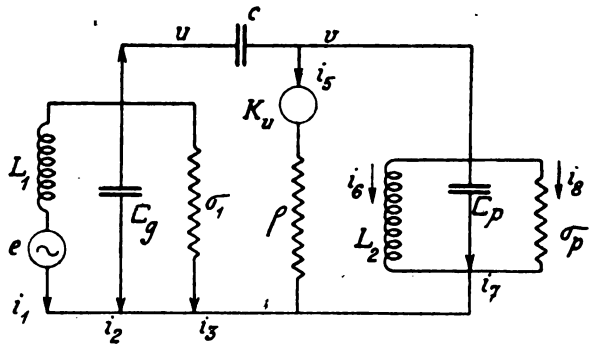


Fig. 3

part et, d'autre part, la lampe schématisée par la capacité grille plaque C et par la force électromotrice K*u* en série avec la résistance $\rho = \frac{1}{\sigma_v}$

4. *Equations du circuit de grille.* — En désignant par *e* la force électromotrice induite par le signal en L_1, on a :

$$i_1 + i_2 + i_3 + i_4 = 0 \; ; \quad u + e = jL_1\omega i_1 \; ; \quad i_2 = jC_g\omega u \; ; \; i_3 = u\sigma_1 \; ; \; i_4 = j\,(u - v)\,C\omega$$

d'où en posant $C_1 = C + C_g$

$$u\left[\sigma_1 + j\left(\omega C_1 - \frac{1}{L_1\omega}\right)\right] - jvC\omega = \frac{je}{L_1\omega}$$

ou $$u\sigma_1\,(1 + jt_1) - jvC\omega = \frac{je}{L_1\omega} \qquad (3)$$

avec $$t_1 = \frac{C_1\,\omega - \frac{1}{L_1\omega}}{\sigma_1} \qquad (4)$$

5. *Equations du circuit de plaques.* — On a :

$$-i_4 + i_5 + i_6 + i_7 + i_8 = 0$$

ou

$$-(u - v)\,jc\omega + (v + Ku)\,\sigma_v + v\left[j\left(C_p\omega - \frac{1}{L_2\omega}\right) + \sigma_p\right] = 0$$

Digitized by Google

Posons $\sigma_p + \sigma_v = \sigma_2 ; \quad C_p + C = C_2$

il vient :

$$v\left[\sigma_2 + j\left(C_2\omega - \frac{1}{L_2\omega}\right)\right] + u\,(K\sigma_v - jC\omega) = 0$$

Mais $C\omega$ est négligeable devant $K\sigma_v = \frac{K}{\rho}$

En effet pour

$$\omega = 10^7,\ C = 10^{-12} \text{ on a } C\omega = 10^{-5} \text{ alors que } S = 10^{-3}$$

on a donc finalement

$$v\,\sigma_2\,(1 + jt_2) + uS = 0 \tag{5}$$

avec $$t_2 = \frac{C_2\,\omega - \frac{1}{L2\,\omega}}{\sigma_2} \tag{6}$$

6. *Valeur de l'amplification totale.* — Eliminons u en multipliant (3) par S, (5) par $(1 + jt_1)$
et soustrayant ; On a :

$$-\frac{v}{e} = \frac{j}{L_1\sigma_1\omega}\cdot\frac{S}{\sigma_2}\,\frac{1}{(1 + jt_1)\,(1 + jt_2) + \frac{jSC\omega}{\sigma_1\,\sigma_2}} \tag{7}$$

Or

$$\frac{S}{\sigma_2} = \frac{S}{\sigma_p + \sigma_v} = \frac{S}{\frac{1}{R} + \frac{1}{\rho}} = -\mu$$

D'où :

$$\frac{v}{e} = \frac{j}{L_1\sigma_1\omega}\,\mu\,\frac{1}{(1 + jt_1)\,(1 + jt_2) + \frac{jSC\omega}{\sigma_1\,\sigma_2}} \tag{7 bis}$$

On voit que l'amplification totale comprend trois termes :

α) le terme $\frac{j}{L_1\sigma_1\omega}$ qui ne dépend que du circuit bouchon placé dans le circuit de grille.

$$\text{Or } \frac{1}{L_1\sigma_1\omega} = \frac{1}{L_1\,\omega\,\frac{c_1 r_1}{L_1}} = \frac{1}{c_1\,\omega\,r_1}$$

Ce terme a donc pour valeur le coefficient de surtension du premier circuit oscillant lorsqu'il est accordé.

β) le terme μ ; Ce terme est égal à l'amplification de l'étage lorsque le

Digitized by Google

circuit de plaque est accordé et que la capacité grille plaque est nulle (voir paragraphe 1).

γ) Le terme $\Phi = \dfrac{1}{(1 + jt_1)\ (1 + jt_2 + \frac{jSC\omega}{\sigma_1 \sigma_2}} = \dfrac{1}{F}$

Ce terme se réduit à l'unité lorsque les deux circuits sont accordés et que la capacité grille-plaque est nulle. En effet on a dans ces conditions :

$$t_1 = 0 \qquad t_2 = 0 \qquad C = 0$$

d'où $F = 1$.

On voit que F dépend du réglage des deux circuits puisqu'il dépend de t_1 et t_2; il dépend des constantes des circuits par σ_1, σ_2; enfin il dépend de la réaction provenant de la capacité grille plaque C.

Nous donnerons au terme Φ le nom d'amplification réactive et à μ le nom d'amplification l'étage.

7. *Valeur de l'amplification réactive.* — Nous allons construire le vecteur F somme du vecteur $(1 + jt_1)\ (1 + jt_2)$ et du vecteur $\dfrac{jSC\omega}{\sigma_1\sigma_2}$

Pour contruisre le vecteur $(1 + jt_1)\ (1 + jt_2)$ nous portons à partir d'une origine O (fig. 4) un vecteur OV = 1 et un vecteur VT perpendiculaire à OV tel que l'angle $TOV = \theta_1$ donné par $t_1 = tg\theta_1$

On a : $OT = 1 + jt_1$

Construisons encore le vecteur TR faisant l'angle $\dfrac{\pi}{2}$ avec OT et traçons OR tel que l'angle $ROT = \theta_2$ donné par

$$t_2 = tg\ \theta_2$$

On a :

$$OR = OT + jTR = OT + j\,(OT \times t_2) = OT\,(1 + jt_2) = (1 + jt_1)\,(1 + jt_2)$$

Posons enfin $H = \dfrac{SC\omega}{\sigma_1\sigma_2}$ et traçons perpendiculairement à OV le vecteur $PO = H$, on aura :

$$PR = (1 + jt_1)\,(1 + jt_2) + jH = F = \frac{1}{\Phi}$$

Pour avoir l'amplification réactive il suffit donc de mesurer PR et d'en prendre l'inverse. L'amplification sera par conséquent d'autant plus grande que PR sera plus petit.

La valeur de PR dépend de θ_1 et de θ_2 c'est-à-dire des valeurs C_g et C_p. Il faut donc rechercher comment varie PR en fonction de θ_1 et θ_2

8. *Valeur de OP.* — Beatty admet que pour une onde incidente de pulsation donnée ω et pour une lampe donnée, ce qui détermine S et C

Digitized by Google

le vecteur $OP = \frac{SC\omega}{\sigma_1\sigma_2}$ reste constant en grandeur si on fait varier les capacités C_1 de grille et C_p de plaque.

En réalité ceci n'est qu'à peu près exact car :

$$\sigma_1 = \frac{1}{R_1} \text{ et } R_1 = \frac{L_1}{C_1 r_1} = \frac{L_1}{r_1 (C + C_g)} \neq \frac{L_1}{r_1 C_g}$$

On voit donc que R_1 et par suite σ_1 dépendent de C_g. Mais dans la pratique pour obtenir l'amplification maximum on fait varier C_g assez peu autour de la position correspondant à la résonance (1) il en résulte que l'hypothèse de BEATTY est pratiquement exacte.

9. *Variation de PR en fonction de* θ_1 *et* θ_2 — Nous supposerons que l'onde incidente a une pulsation constante ω. Nous allons étudier comment dans cette hypothèse varie l'amplification réactive $\frac{1}{PR}$ lorsqu'on fait varier les capacités C_g et C_p des circuits de grille et de plaque.

Supposons d'abord C_g constant et faisons varier C_p ; alors l'angle θ_1 est constant (fig. 4 et 5) et le point R se déplace sur la droite TR. Si du point P on abaisse la perpendiculaire PR' sur TR la droite OR' fera avec OT un angle θ'_2 correspondant au maximum d'amplification compatible avec la valeur θ_1.

Faisons maintenant varier θ_1 et cherchons de toutes les droites TR celle pour laquelle la longueur PR est minima.

---

(1) Nous serons par la suite amenés à donner à $t_1 = \frac{C_1\omega - \frac{1}{L_1\omega}}{\sigma_1}$ une valeur égale à l'unité alors qu'à la résonance $t_1 = 0$. Si on désigne par ω_0 la pulsation de résonance et par ω la pulsation correspondant à $t_1 = 1$ la variation relative $\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$ est de l'ordre de 1/120 pour $\omega_0 = 2\pi \times 2.07 \times 10^6$.

En effet, il vient alors :

$$C_1\omega - \frac{1}{L_1\omega} = \sigma_1$$

ce qui peut s'écrire :

$$L_1C_1\omega - \frac{1}{\omega} = L_1\sigma_1$$

$$\frac{\omega}{\omega_0^2} - \frac{1}{\omega} = L_1\sigma_1$$

$$\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_0^2} = \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_0^2} = L_1\sigma_1$$

ou enfin :

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{L_1\omega}{2}\sigma_1$$

Dans le cas du circuit étudié par Beatty on a $L_1\omega = 10^3$.

$$\sigma_1 = 3{,}2 \times 10^{-5}$$

Digitized by Google

Nous arriverons au résultat cherché en déterminant l'enveloppe des droites TR lorsqu'on fait varier θ_1. Cette enveloppe est une parabole (fig. 5) ayant son foyer en O ; son paramètre égal à 2 (1).

Ayant construit cette parabole et connaissant la valeur de OP il suffira pour avoir l'amplification maxima de tracer la normale PR_m à la parabole et l'amplification réactive maxima sera $\frac{1}{PR_m}$

10. *Valeur du gain provenant de la lampe.* — L'équation 7 *bis* nous montre que le gain provenant de la lampe est non pas μ mais $\frac{\mu}{PR}$.

Tandis qu'à la résonnance et pour C = O on a $\theta_1 = 0$ et $\theta_2 = 0$ les valeurs θ'_1 et θ'_2 lorsque l'amplification est maxima, sont négatives. Ceci entraîne :

$$C_1\omega - \frac{1}{L_1\omega} < 0 \qquad \sigma_2\omega - \frac{1}{L_2\omega} < 0$$

Les capacités C_1 et C_2 (2) doivent avoir des valeurs plus faibles que celles qui correspondent à la résonance. Les deux circuits de grille et de plaque doivent donc avoir une pulsation propre inférieure à la pulsation de l'onde incidente.

11. *Condition limite d'entretien.* — Faisons croître la valeur de OP

---

d'où

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{10^2 \times 3{,}2 \times 10^{-5}}{2} = 0{,}016$$

Comme d'après la formule de Thomson :

$$\frac{dC_1}{C_1} = 2\frac{d\omega}{\omega}$$

on a finalement :

$$\frac{dC_1}{C_1} \neq \frac{d\,Cg}{Cg} = 0{,}032$$

---

(1) Prenons comme axes de coordonnées les droites de Vx et Vy.

L'équation de TR est $y = mx + p$ avec $p = h$ (fig. 4) et $m = \text{tg. } \alpha$. Dans le triangle rectangle OTU on a :

$h^2 = VU \,.\, VO = VU$ et $h = VU \text{ tg } \alpha$ d'où $m = \frac{1}{h}$

L'équation de TR est donc :

$$y = \frac{x}{h} + h$$

ou

$$x - hy + h^2 = 0$$

Eliminant h entre cette équation et sa dérivée $-y + 2h = 0$ par rapport à h, on aura l'équation de l'enveloppe

$$y^2 = 4x$$

(2) C_1 diffère très peu de C_g puisque $C_1 = C_g + C$, C désignant la capacité grille plaque.

Digitized by Google

jusqu'à ce que le point P vienne en P_1 sur la parabole, la distance PR devenant nulle son inverse sera infini. Dire que l'amplification est infinie c'est dire que les oscillations accrochent précisément pour la pulsation ω de l'onde incidente.

Comme $OP_1 = 2$, la condition limite d'entretien est donnée par :

$$\frac{SC\omega}{\sigma_1\sigma_2} = 2$$

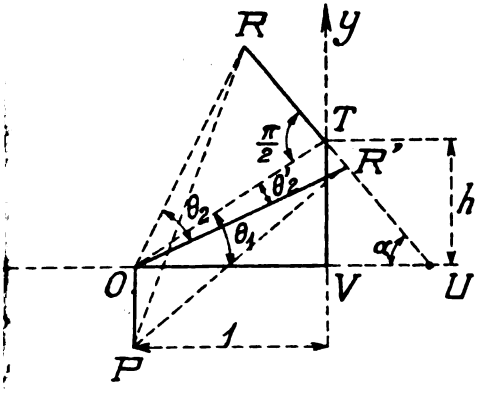


Fig. 4

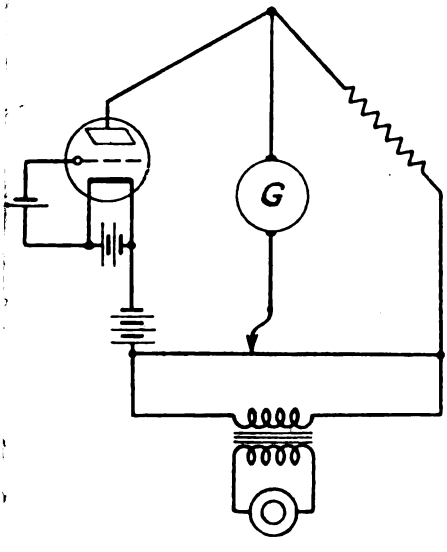


Fig. 6

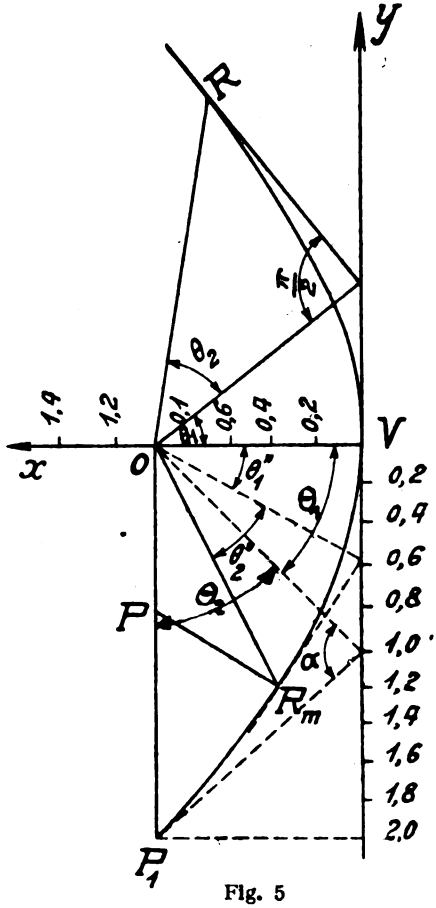


Fig. 5

Il y a accrochage pour : $\frac{SC\omega}{\sigma_1\sigma_2} \geq 2$

Digitized by Google

Si les circuits sont constitués par des selfs identiques il vient en désignant par R la valeur commune de $\frac{L_2}{r_2 C_p}$ et $\frac{L_1}{r_1 C_g}$

$$\sigma_1 = \frac{1}{R}\,;\ \sigma_2 = \sigma_p + \sigma_v = \frac{1}{R} + \frac{1}{\rho}$$

et la condition s'écrit :

$$\frac{SC\omega}{\frac{1}{R}\left(\frac{1}{R}+\frac{1}{\rho}\right)} > 2 \text{ ou } \frac{SC\omega R}{\frac{1}{R}+\frac{1}{\rho}} > 2$$

ou enfin : $$\mu > \frac{2}{C\omega R}$$

puisque, en valeur absolue on a : $\mu = \dfrac{S}{\frac{1}{R}+\frac{1}{\rho}}$

Si par conséquent nous voulons construire un amplificateur à résonance amplifiant une onde de pulsation constante ω (ce qui est le cas pour l'onde moyenne des changeurs de fréquence) la valeur limite de μ sera donnée par l'équation précédente. L'accrochage sera évité si :

$$\mu < \frac{2}{C\omega R}$$

comme : $$\frac{1}{R} = \frac{S}{\mu} - \frac{1}{\rho}$$ on aura :

$$\mu < \frac{2S}{C\omega\mu} - \frac{2S}{C\omega\rho}$$

inégalité du second degré en μ qui sera satisfaite lorsque μ sera plus petit que la plus grande racine de l'équation

$$\mu^2 + \frac{2S\mu}{C\omega\rho} - \frac{2S}{C\omega} = 0$$

12. *Réglage des circuits pour l'accrochage.* — Donnons-nous L_1, L_2, r_1, r_2, C_1 et C_2 nous en déduirons les valeurs de σ_1 et σ_2. Il existe évidemment une valeur de ω telle que :

$$\frac{SC\omega}{\sigma_1\sigma_2} = 2$$

Y a-t-il certainement accrochage pour cette valeur de ω ?

Evidemment non car cela reviendrait à dire qu'il y a toujours accro-

Digitized by Google

chage puisqu'on trouvera toujours une valeur de ω satisfaisant l'équation précédente. En réalité la condition précédente est nécessaire ; elle n'est pas suffisante. Lorsqu'on est à la limite d'accrochage non seulement il faut que le produit $\sigma_1\sigma_2$ ait une valeur déterminée, mais il faut encore qu'il y ait une relation convenable entre r_1, L_1, C_1 et r_2, L_2, C_2.

Lorsque la condition $\frac{SC\omega}{\sigma_1\sigma_2} = 2$ est satisfaite le point P est en P_1 ; la tangente à la parabole en P_1 passe par le point α d'ordonnée -1 ; l'angle Θ_1 correspondant est donc égal à 45° et $t_1 = -1$; de même $\Theta_2 = 45°$. Les conditions d'accrochage sont par conséquent :

$$\frac{SC\omega}{\sigma_1\sigma_2} = 2 \qquad -1 = \frac{C_1\omega - \frac{1}{L_1\omega}}{\sigma_1} \qquad -1 = \frac{C_2\omega - \frac{1}{L_2\omega}}{\sigma_2}$$

Si on remarque que $\sigma_1 = \frac{C_1 r}{L_1}$ et que $\sigma_2 = \frac{C_2 r_2}{L_2}$

les deux dernières équations s'écrivent :

$$L_1\omega - \frac{1}{C_1\omega} = -r_1 \qquad L_2\omega - \frac{1}{C_2\omega} = -r_2$$

ou encore :

$$\frac{L_1\omega - \frac{1}{C_1\omega}}{r_1} = \frac{L_2\omega - \frac{1}{C_2\omega}}{r_2}$$

On retrouve la condition bien connue qui doit être réalisée pour obtenir le courant maximum lorsque deux circuitss ont couplés (voir par exemple BETHENOD, *Onde Electrique*, novembre 1923, p. 617).

13. *Application numérique.* — BEATTY donne l'application numérique suivante :

Fréquence de l'onde incidente $20\,7\,0 \cdot 10^3$

$\omega = 2\pi . 2{,}07 \times 10^3$; $L_1\omega = L_2\omega = 1000$

résistance des circuits de grille et de plaque $r = 32$ ohms. La lampe, du type à écran est caractérisée par sa pente $S = 8.10^{-4}$ Amp. volt. ; sa conductance $\sigma_v = \frac{1}{\rho} = 8 \times 10^{-6}$ mhO sa capacité grille plaque $C = 0{,}1$ $\mu\mu F$

On a donc : $\sigma_1 = \frac{1}{R_1} \neq \frac{r_1}{L_1^2\omega^2} = 32 \times 10^{-6}$

$$\sigma_2 = \sigma_p + \sigma_v = 32 \times 10^{-6} + 8 \times 10^{-6} = 4 \times 10^{-5}$$

Digitized by Google

$$\mu = \frac{S}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{\rho}} = \frac{8 \times 10^{-}}{4 \times 10^{-5}} = 20$$

$$H = P\,0 = \frac{SC\omega}{\sigma_1\sigma_2} = \frac{8 \times 10^{-4} \times 10^{-13} \times 2\pi.2.07.10^{6}}{3,2.4.10^{-10}} = 0.816$$

Sur la fig. 5 on a porté une longueur OP précisément égale à 0,816 ; on mesure PR_m et on trouve $PR_m = \frac{1}{1,31}$

L'amplification provenant de la lampe est donc :

$$\mu.1,31 = 20 \times 1,31 = 26,2.$$

Pour obtenir l'amplification totale il faut multiplier par le facteur

$$\frac{1}{L_1\sigma_1\omega} = \frac{1}{10^3.2,1.10^{-3}} = 31.25$$

On a donc finalement :

$$\frac{V}{e} = 31,25 \times 20 \times 1,31 = 819.$$

14. *Avantages de la méthode.* — La méthode de BEATTY est particulièrement commode pour établir un avant-projet d'amplificateur à résonance ; les avantages de cette méthode sont ceux de toutes les méthodes

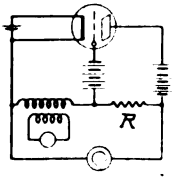


Fig. 7

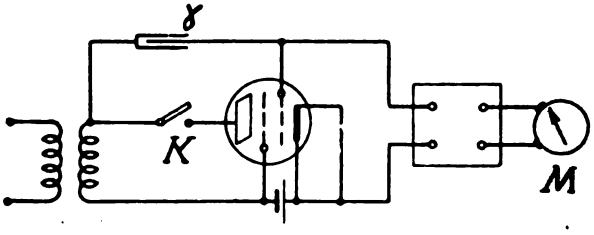


Fig. 8

qui utilisent des équations réduites c'est-à-dire indépendantes des paramètres qui sont ici L_1, L_2, etc. En effet la parabole de la fig. 5 peut être tracée une fois pour toutes et comme dans un avant-projet on se fixera les valeurs de μ, S, ω, ρ on en déduira la valeur de PO = H (1). Si on trouve que cette valeur est supérieure à 2 on modifiera les derniers.

(1) On a en effet :

$$H = \frac{SC\omega}{\sigma_1\sigma_2} \text{ mais } (\S\,6)\ \mu = \frac{S}{\sigma_2} \text{ d'où } \sigma_2 = \frac{S}{\mu}$$

Digitized by Google

15. *Difficultés d'application de la méthode:* — On ne peut appliquer la méthode qu'à la condition de connaître les constantes S, ρ et C de la lampe. Or, au moins en ce qui concerne la lampe à écran, les constructeurs donnent souvent des valeurs fantaisistes pour S et ρ, valeurs qui ne correspondent pas au point de fonctionnement et la valeur de C n'est autant dire jamais donnée.

La méthode de Miller est peu indiquée pour mesurer le pouvoir amplificateur K et ρ. Il vaut mieux utiliser tout simplement le pont de Wheastone qui nous donne. ρ (fig. 6). On mesurera d'autre part directement S par le dispositif de la fig. 7 dispositif figurant dans l'ouvrage de BARKHAUSEN (*Electronen Rohren*, 1926, p. 65). On fait varier R jusqu'à ce qu'on n'entende aucun son au téléphone T ; lorsqu'il en est ainsi on a $R = \frac{1}{S}$ (1).

Quant à la mesure de C, la méthode qui nous paraît la meilleure est celle de HULL et WILLIAMS (2). La grille d'une part, le filament et l'écran d'autre part (fig. 8) sont reliés aux bornes d'entrée d'un amplificateur.

L'interrupteur K étant ouvert on observe le courant mesuré par le milliampèremètre *m* branché aux bornes de sortie de l'amplificateur. On ferme alors l'interrupteur K et on diminue la capacité γ jusqu'à ce que le courant en *m* reprenne la même valeur que dans le premier cas.

F. BEDEAU et J. de MARE.

D'autre part si, ce qui est le cas le plus ordinaire, les deux circuits grille et plaque sont identiques :

$$\sigma_2 = \sigma_1 + \sigma_\gamma$$

d'où :

$$\sigma_1 = \frac{S}{\mu} - \sigma_\gamma = \frac{S}{\mu} - \frac{1}{\rho}$$

Finalement :

$$H = \frac{S C \omega}{\frac{S}{\mu}\left(\frac{S}{\mu} - \frac{1}{\rho}\right)} = \frac{\mu C \omega}{\frac{S}{\mu} - \frac{1}{\rho}}$$

---

(1) Désignons par u, v, les potentiels de grille et de plaque; lorsqu'on n'entend plus rien au téléphone les variations de potentiel du point A sont nulles ; On a $\Delta v = 0$. Il y a néanmoins une variation Δi de courant plaque provenant de la variation Δu du potentiel de grille et :

$$\rho \Delta i = K \Delta u$$

mais on a aussi : $R \Delta i = \Delta u$ d'où $\frac{\Delta i}{\Delta u} = \frac{K}{\rho} = S = \frac{1}{R}$

(2) Phys. Rev., vol. 27 ; p. 433. Avril. 1925

Digitized by Google

COMPTE RENDU DES OBSERVATIONS RADIOATMOSPHÉRIQUES FAITES PENDANT L'ANNÉE 1927 [1]

PAR

Prof. D. B. PAOLONI et **Prof. G. P. ILARDI**

Directeurs du " Service Radioatmosphérique Italien "

A la suite de plusieurs observations faites pendant l'année 1927 à l'Observatoire Géophysique de Montecassino avec le système «Paoloni », nous avons pu recueillir une quantité remarquable de données expérimentales qui peuvent être considérées comme une nouvelle contribution à l'étude des perturbations atmosphériques.

Les observations, sur la longueur d'onde de 2.600 m., ont été exécutées à trois heures différentes du jour, c'est-à-dire : à 9 heures, à 15 heures et à 21 heures du soir, en même temps que les autres observations météorologiques de l'Observatoire même. Les observations sont faites par un système auditif qui présente beaucoup d'avantages pour la simplicité sur un système d'enregistrement automatique, et qui présente la caractéristique particulière de permettre la distinction entre les divers degrés et types d'atmosphériques. En effet le système d'enregistrement automatique doit être réservé, de même qu'un système intégrateur, seulement pour l'étude des variations de densité *des atmosphériques en général.* Dans l'étude des observations recueillies, on a adopté le principe suivant. *L'échelle radioatmosphérique Paoloni*, compte 14 degrés d'atmosphériques, parmi lesquels on peut distinguer nettement 8 degrés qui *troublent* la réception radiotélégraphique. Parmi les 8 degrés, quatre (les 2°, 3°, 6°, 7°) sont les atmosphériques qui s'appellent distincts, et qui peuvent être très aisément comptés, tandis que les quatre suivants (les 1°, 4°, 5°, 8°) sont les atmosphériques *confus*, pour lesquels on ne peut déterminer de nombre même approximativement. On leur a pour cela donné une valeur constante, en rapport à leur intensité. Il fallait pourtant, constituer un graphique annuel pour chaque type d'atmosphérique, pour étudier la distri-

(1) Communication faite au Congrès de l'Union Radiotélégraphique Scientifique Internationale de Bruxelles (1928)

Digitized by Google

bution de tous les degrés, et en rapport avec les perturbations météorologiques générales et locales. Un tel groupe de graphiques à été constitué d'après les moyennes d'une décade pour chaque degré pendant toute l'année. On peut ainsi noter l'allure de ce que nous appellerons la *densité* pour chaque type d'atmosphérique.

Un second groupe de graphiques a été constitué d'après les totaux des trois heures d'observation (9 h., 15 h., 21 h.). On peut ainsi remarquer l'*allure* horaire générale des perturbations radioatmosphériques. De plus, pour chaque décade, on a constitué une analyse météorologique.

ANALYSE DU 1er GROUPE DE GRAPHIQUES

Degrés distincts — Densité mensuelle

2e *Degré.* — On rencontre les valeurs les plus petites dans les mois de Janvier, Février et Mars sans distribution régulière dans les trois heures d'observation. Avril porte une assez brusque augmentation avec des maximums dans la 1re décade d'août. La densité et la fréquence de ce type d'atmosphérique est remarquablement la plus grande de tous les types observés et la présence dans les trois heures (9 h., 15 h., 21 h.) en est tout à fait normale. En 365 jours d'observations 25 seulement se trouvent sans atmosphériques du 2e degré.

3e *Degré.* — On rencontre les valeurs les plus petites dans les mois les plus chauds (juillet, août, septembre) sans distribution régulière pendant les trois heures d'observation. Les mois de printemps et d'automne portent une assez brusque augmentation du 3e degré. La densité et la fréquence moyenne annuelle sont assez petites et l'allure générale est presque renversée par rapport à l'allure du 2e degré qui précède. En 365 jours d'observation, 143 se trouvent sans atmosphériques du 3e degré.

6e *Degré.* — Les minimums se rencontrent dans les mois de mars et de mai, sans distribution régulière dans les trois heures d'observation. La densité et la fréquence moyenne montent à des valeurs maximum en septembre et en octobre. En 365 jours d'observation, 101 se trouvent sans atmosphériques du 6e degré.

7e *Degré.* — On note de faibles pourcentages d'atmosphériques du 7e degré pendant les premiers mois de l'année jusqu'à septembre, octobre et novembre.

Pendant les mois de mars et avril on ne trouve pas d'atmosphériques de ce type. L'allure générale est identique à celle du 6e degré ; cependant

Digitized by Google

la distribution dans les trois heures d'observations, et tout à fait irrégulière. En 365 jours d'observation, 284 se trouvent sans atmosphériques du 7e degré.

DEGRÉS CONFUS. — DENSITÉ MENSUELLE

1er *Degré.* — La distribution du 1er degré pendant l'année est assez régulière et uniforme. Elle ne présente pas de maximums et de minimums bien définis. Dans un grand nombre de jours d'observation *le* 1er *degré se rencontre de préférence à* 15 *heures.* Sur 365 jours, 176 se trouvent sans troubles du 1er degré, tandis que 69 observations faites à 9 heures, 109 *à* 15 *h.*, et 49 à 21 h. ont ce type d'atmosphériques.

4e D*egré.* — Les valeurs plus petites se rencontrent en janvier, mars et novembre. On constate une grande activité entre les mois de Mai et d'Octobre. Dans un grand nombre de jours d'observations *le* 4e *degré se rencontre de préférence à* 21 *h.* Sur 365 jours d'observation, 242 se trouvent sans troubles du 4e degré, tandis que 8 observations à 9 h., 54 à 15 h. et 76 *à* 21 *h.* offrent ce type d'atmosphériques.

5e *Degré.* — L'allure de ce degré est caractérisée par l'absence totale de troubles dans les premiers mois de l'année (janvier, février et mars). En avril on constate une assez brusque augmentation qui se poursuit jusqu'en décembre. Dans un grand nombre de jours *le* 5e *Degré se rencontre de préférence à* 21 *h.* Sur 365 jours d'observation 200 se trouvent sans troubles du 5e degré tandis que 4 observations à 9 h., 16 à 15 h. et 159 à 21 h., ont ce type d'atmosphériques. Entre la 2e décade d'octobre jusqu'à la fin de l'année, le 5e degré est toujours présent dans toutes les observations de 21 h.

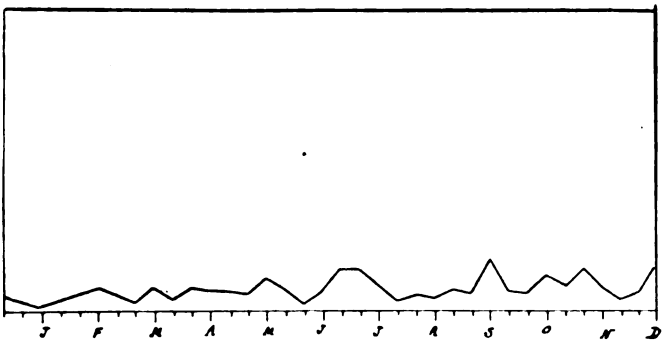
8e *Degré.* — On le rencontre seulement dans la 1re décade de septembre. Il atteint son maximum dans la 1re décade d'octobre. *Ce type est tout à fait caractéristique des observations à* 21 *h.* Sur 365 jours d'observation 351 se trouvent sans troubles du 8e degré, tandis que *aucune observation de* 9 h., *aucune de* 15 *h. et* 14 *seulement de* 21 *h.* ont ce type d'atmosphériques.

ANALYSE DU 2e GROUPE DE GRAPHIQUES

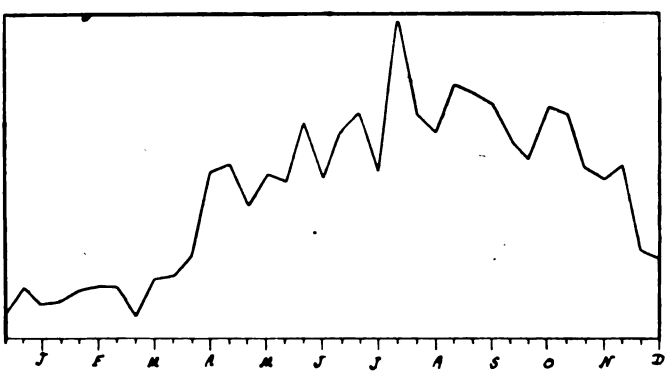
Allure horaire générale

La comparaison entre les graphiques de 9 h., de 15 h., et de 21 h. porte à des conclusions déjà connues, déjà mentionnées en plusieurs com-

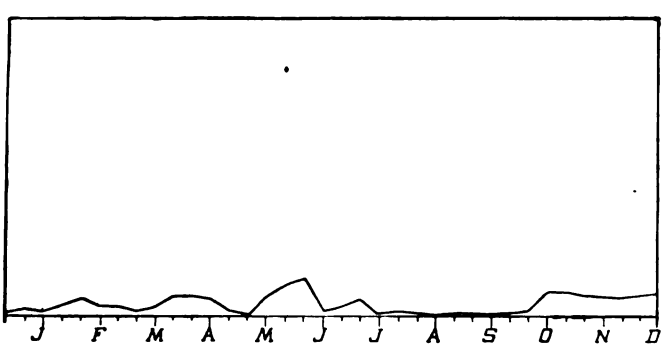
Digitized by Google



1er Degré. — Densité mensuelle



2e Degré. — Densité mensuelle.



3e Degré. — Densité mensuelle.

Digitized by Google

munications. Tous les auteurs sont d'accord sur l'existence d'un minimum le matin et d'un maximum le soir dans l'allure horaire générale des atmosphériques (observations de densité et d'intensité). Cette conclusion est nettement confirmée par nos observations pendant 1927. Les totaux de 15 h. sont toujours inférieurs à ceux de 21 h., excepté pour la 3e décade de mars dans laquelle le total de 15 h. dépasse le total de 21 h. Il faut cependant remarquer que la décade en question est caractérisée par des formations orageuses exactement dans les environs de 15 h. L'allure générale présente les maximums dans la 1re décade d'octobre et les minimums pour la 2e décade de mars. Le maximum estival n'est pas aussi évident que pour les observations de plusieurs années antérieures.

La comparaison entre les données expérimentales des observations radioatmosphériques et l'analyse météorologique et d'autres phénomènes n'est pas encore accomplie, et nous ne sommes pas à même d'en communiquer aujourd'hui les résultats et les conclusions définitives. Nous croyons cependant qu'il est intéressant de considérer l'importance que prend une étude détaillée des différents types d'atmosphériques par rapport à celle que peut avoir une étude globale de densité ou de direction des perturbations en général ; cette dernière étude est faite avec un appareil enregistreur quelconque, qui est toujours médiocrement sensible et qui intègre aveuglément toute impulsion électrique, sans distinguer et sans remarquer les différences spécifiques entre les différents types d'atmosphériques.

Et nous croyons avoir maintenant prouvé, par cette rapide communication, les vastes possibilités que peut offrir une étude basée sur les principes ci-dessus exposés.

D. B. Paoloni. G. P. Ilardi.

Digitized by Google

CONFÉRENCE DE DOCUMENTATION

L'ÉTAT ACTUEL DE LA TECHNIQUE DES LAMPES A PLUSIEURS ÉLECTRODES [1]

par R. JOUAUST,

Sous-Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.

SOMMAIRE. — De grands progrès ont été réalisés depuis quelque temps dans la technique des lampes. Il a paru nécessaire de rassembler les résultats et les formules qui permettent la prédétermination des triodes et de passer en revue les résultats acquis. Tel est le but de la conférence de documentation qui va suivre.

Dans cette communication, nous ne nous occuperons que de ce qui concerne la réalisation des lampes, laissant à un autre conférencier le soin de vous entretenir de leurs applications.

Lorsqu'on examine les catalogues des fabricants de lampes à plusieurs électrodes, on est frappé des modifications que quelques années ont apporté dans la technique de ces lampes.

Il y a quelques années le nombre des modèles était restreint, en particuler on ne disposait guère que d'un seul type de lampes de réception. La raison en était la suivante : la lampe à plusieurs électrodes s'étant développée pendant la guerre, ses premières applications furent toutes militaires, et dans ces conditions, pour des raisons complètement étrangères à la technique, il était nécessaire de n'avoir qu'un seul type de lampe qu'on avait choisi de façon à ce qu'il fût plus ou moins bien approprié aux divers rôles qu'on voulait lui faire jouer.

Aujourd'hui que cette raison n'existe plus, il est naturel que les fabricants cherchent à réaliser des lampes convenables pour chaque emploi.

Nous voudrions tout d'abord montrer comment il convient d'approprier les lampes au rôle qu'elles doivent jouer.

Si nous considérons l'équation de la lampe, nous savons qu'en désignant par e la différence de potentiel appliquée entre le filament et la grille, par K le facteur d'amplification, par ϱ la résistance interne, par R la résistance d'utilisation, nous avons en appelant i la variation de courant plaque

$$i = \frac{Ke}{R + \varrho}$$

(1) Conférence de documentation faite à la S. A. T. S. F., le 15 janvier 1929.

Digitized by Google

De même dans le secondaire d'un transformateur de rapport de transformation K, de résistance d'enroulement secondaire ρ fermé sur une résistance R on aurait :

$$i = \frac{Ke}{R + \rho}$$

La lampe à trois électrodes n'est donc au fond qu'un transformateur ayant pour coefficient de transformation le facteur d'amplification et pour résistance d'enroulement secondaire la résistance interne.

Il existe néanmoins une différence essentielle.

Il est nécessaire de fournir au primaire du transformateur l'énergie qu'on retrouve au secondaire. La lampe au contraire est un relais. Une faible énergie au primaire permet de déclencher au secondaire une énergie assez considérable.

Mais on pourrait pousser plus loin l'analogie. Il suffit de supposer que le secondaire contient un moteur asynchrone se trouvant au-delà du synchronisme. C'est ce moteur qui fournira l'énergie lorsqu'une différence de potentiel produit par un alternateur synchrone sera appliquée aux bornes primaires.

Quoiqu'il en soit, nous voyons comment nous devons nous laisser guider pour le choix des lampes suivant leurs applications. Les règles d'emploi seront les mêmes que celles qui président à l'emploi des transformateurs en téléphonie par exemple et c'est pour ces raisons que les constructeurs ont été amenés à construire des lampes à résistance interne plus ou moins grande, à coefficient d'amplification plus ou moins élevé.

Toutefois tandis qu'on réalise des transformateurs abaisseurs à résistance interne très faible, on n'a pas encore réalisé d'appareils thermoïoniques à faible résistance interne. Il est probable qu'on trouve pourtant un dispositif de ce genre dans l'arc téléphonique.

Pourtant nous devons signaler que pour certaines applications on a pu utiliser les triodes en dispositif abaissant la tension, mais non susceptible d'un débit assez intense. T. E. Termann (1) propose le montage suivant.

La grille est portée à un potentiel positif assez élevé, la plaque est négative. Dans ces conditions le courant grille est assez intense. La tension de commande est appliquée non plus sur la grille mais sur la plaque.

On sait que l'émission électronique dans un triode est la même que

(1) TERMANN. *Proc. Inst. of Radio-Eng.*, 16 avril 28, p. 442.

Digitized by Google

celle d'un diode dont la grille serait l'anode et serait portée à une tension $V_g + \frac{V_p}{K}$, V_g tension grille, V_p tension plaque, K facteur d'amplification.

Ici la grille capte tous les électrons, et les variations de la tension plaque produisent une variation de courant grille. On voit bien que le dispositif se comporte comme un transformateur abaisseur de rapport de transformation $\frac{1}{K}$.

L'auteur avait imaginé ce dispositif, pour exécuter des relevés oscillographiques, mais malgré tout, ce procédé ne permet pas encore de gros débits.

Lorsqu'on veut réaliser un transformateur à grand rapport de transformation, on est forcé de placer de nombreux tours de fils au secondaire. Ce secondaire a donc toujours une résistance élevée.

De même lorsqu'on veut réaliser une lampe à grand coefficient d'amplification, on est amené à lui donner une résistance interne élevée.

Néanmoins quand on étudie un transformateur élévateur, on peut chercher par une construction appropriée à réduire autant que possible la résistance secondaire.

Il peut en être de même pour les lampes et c'est ce que les constructeurs ont dû chercher à faire pour réaliser des lampes à cœfficient d'amplification élevé et dont néanmoins la résistance interne n'a pas une valeur prohibitive.

Coefficient d'amplification et résistance interne :

Pour nous rendre compte de la façon dont ils y sont arrivés, nous rappellerons tout d'abord quelques formules relatives au fonctionnement des lampes.

Pour une lampe constituée par une grille plate et une plaque plate, le coefficient d'amplification est :

$$K = \frac{b}{\frac{a}{2\pi}\, log\ nep\ 2\ sin\ \frac{\pi c}{a}} \qquad \text{(Miller)}$$

b étant le distance entre la grille et la plaque, a la distance entre les fils de grille, c le diamètre d'un fil de grille :

Pour les lampes cylindriques avec fil de grille en hélice

$$K = \frac{\pi N\, d'log\ nep\ \frac{da}{d'}}{log\ nep\ \frac{1}{\pi N dg}} \qquad \text{(J. J. Thomson)}$$

Digitized by Google

da, diamètre de la plaque, *dg*, diamètre du fil de grille, *d'* diamètre de la grille, *N* nombre de spires de la grille par centimètre.

Ces formules étant un peu compliquées, on peut leur substituer des formules établies par King (1) qui ne sont au fond que les premiers termes des développements en série des expressions précédentes.

Formules de King

Plaque et grille plates :

$$K = \frac{2\pi\alpha n}{log\ nep\ \frac{1}{2\pi rn}}$$

α distance de la grille à la plaque, *B* distance de la grille au filament, *r* rayon du fil de grille, *n* nombre de fils de grille par centimètre.

I, courant en ampères correspondant à une tension *Ep* de la plaque, *Eg* de la grille, *S* surface de la plaque,

Lampes cylindriques :

$$K = \frac{2\pi n \frac{Rg}{Rp}(Rp-Rg)}{log\ nep\ \frac{1}{2\pi nrg}}$$

Rp rayon de la plaque, *Rg* rayon de la grille, *rg* rayon du fil de grille, *n* nombre de spires par centimètre *l* longueur du filament.

Ces formules permettent de calculer les coefficients d'amplification. Pour calculer les intensités on peut partir des formules de Langmuir comme l'a montré Yuziro KUSUNOSE (2).

Tout triode peut être assimilé à un diode dont l'anode serait la grille portée à un potentiel e'_g tel que :

$$e'_g = \frac{e_a + Ke_g}{1 + K}$$

e_a tension de la plaque, e_g tension de la grille, K facteur d'amplification.

Remarquons tout d'abord que lorsque K est grand devant l'unité, cette expression peut s'écrire :

$$e'_g = e_g + \frac{e_a}{K}$$

formule approximative que nous utiliserons fréquemment dans la suite.

Dans le cas d'un triode à électrode cylindrique l'application de la formule de Langmuir conduit donc pour le courant filament plaque (ou

(1) KING. *Revue Générale d'Electricité*, 20 décembre 1920.
(2) *Research of the Electrotechnical Laboratory*, n° 237, sept. 28.

Digitized by Google

plus exactement pour le courant filament plaque plus le courant filament grille) à la relation :

$$i = \frac{2{,}33.\,10^{-6}\,A'}{r_g}\left(\frac{e_a + Ke_g}{1 + K}\right)^{3/2}$$

le courant étant exprimé en ampère, A' étant la surface fictive totale du cylindre grille en centimètres carrés, r_g le rayon en centimètres du cylindre-grille. A' est égal à $\pi r_g l$, l = longueur du cylindre grille. Cette formule peut encore s'écrire :

$$i = \frac{2{,}33\ 10^{-6}\,A}{r_g\ r_a}\left(\frac{e_a + Ke_g}{1 + K}\right)^{3/2}$$

A = surface de la plaque en centimètres carrés, rg, ra, rayons des cylindres plaque et grille en centimètres.

Lorsque la chute de tension dans le filament n'est pas négligeable devant la tension plaque, la formule donnant la somme des courants plaque et grille devient en appelant e_f la tension en volts aux bornes du filament et $e'_g = \frac{e_a + Ke_g}{1 + K}$

$$i = \frac{2}{5}\,\frac{2{,}33.\,10^{-6}\,A}{r_g\,r_a}\,e_p^{3/2}\left[\left(\frac{e'_g}{e_p}\right)^{5/2} - \left(\frac{e'_g}{e_f} - 1\right)^{5/2}\right]$$

en supposant le négatif de la batterie plaque connecté au négatif du filament.

Lorsque le filament n'est pas rectiligne, mais est en V, on doit d'après Kusunose poser : $r_g = \frac{r_0\,r_f}{2}$

de même pour r_a.

Le formule indiquée plus haut donne le courant i somme du courant plaque i_a et du courant grille i_g. D'après Kusunose :

$$i_a = \frac{i}{1 + 1{,}5\ a\sqrt{\frac{e_g}{e_a}}}$$

Le facteur *a* est déterminé par ce fait que πa est le rapport de la surface réelle de section droite de la grille par unité de longueur à sa surface fictive πrg.

Dans le cas d'une lampe à électrodes planes on a d'après Kusunose :

$$i = \frac{2}{5}\,\frac{2{,}33.\,10^{-6}\,A}{x_a\,x_g}\,(e_p)^{3/2}\left[\left(\frac{e'_g}{e_p}\right)^{5/2} - \left(\frac{e'_g}{e_p} - 1\right)^{5/2}\right]$$

en posant toujours $e'_g = \frac{e_a + Ke_g}{1 + K}$

Digitized by Google

x_a distance de la plaque au filament, x_g distance de la grille au filament, A est une surface fictive de plaque obtenue en considérant la projection du filament sur la plaque et en considérant 2 lignes fictives parallèles à cette projection et dictantes entre elles de $2x_a$.

Si l'on considère ces diverses formules, on voit que K étant grand devant l'unité on peut les écrire approximativement :

$$i = F\left(Eg + \frac{Ep}{K}\right)$$

et par suite la résistance interne est :

$$\rho = \frac{\delta Ep}{\delta i} = \frac{K}{F'(Eg + \frac{Ep}{K})}$$

On voit que tout ce qui aura pour effet d'augmenter K entraînera une augmentation de la résistance interne à moins qu'on ne modifie en même temps la fonction F.

Ceci est possible pour les lampes plates. Il suffira d'augmenter la surface S de la plaque, le fonction F' augmentera, ρ diminuera. D'autre part, cette augmentation n'entraînera pas de difficultés de constructions mécaniques. Evidemment les lampes à plaque plate sont difficiles à construire et à vider, mais, comme je l'ai déjà signalé, on peut arriver à quelque chose d'équivalent en donnant à la plaque et à la grille la forme de cylindres elliptiques.

Pour les lampes cylindriques, on ne saurait songer à augmenter la longueur du filament ; on se heurterait à des difficultés de construction.

Il existe toutefois des moyens de produire dans la forme de la fonction F des modifications équivalentes à une augmentation de l, c'est d'augmenter notablement le diamètre du filament.

Comme nous l'avons dit une lampe ayant une tension Vg sur la grille Vp sur la plaque est équivalente à un diode dans lequel la grille serait l'anode et serait portée à une tention $Vg + \frac{Vp}{K}$ (1). On sait d'après Lang-

(1) En réalité ce n'est pas tout à fait le diamètre du cylindre grille qu'il faut prendre comme diamètre de l'anode au diode fictif que nous considérons mais comme l'a montré PRINCE *(Proceedings of Institution of Electrical Engineers*, juin 28) celui de la plaque du triode ayant les mêmes dimensions grille et un coefficient d'amplification égal à 1, c'est-à-dire que ce diamètre serait donné par la formule :

$$\log \text{nep} \frac{x}{d'} = \log \text{nep} \frac{1}{\pi N dg} \cdot \frac{1}{\pi N d'}$$

Les notations sont les mêmes que dans la formule de J. J. THOMSON.

Digitized by Google

muir que dans ce cas le courant plaque est égal à :

$$i = 14{,}65 \times 10^{-6}\, l \frac{\left(Vg + \frac{Vp}{K}\right)^{\frac{3}{2}}}{\beta^2 \gamma}$$

Nous venons d'expliciter la fonction F dans le cas d'une lampe cylindrique.

β est une expression assez complexe qui dépend de $\frac{r}{a}$, r rayon de l'anode, a rayon du filament.

On trouvera plus loin une abaque calculée par Prince donnant en fonction de $\frac{r}{a}$ les valeurs de β^2.

Sur cette courbe on voit que lorsque $\frac{r}{a}$ croît indéfiniment, β^2 tend vers l'unité ; c'est le cas des lampes ordinaires où le rayon du filament est négligeable vis à vis de celui de la grille. Mais lorsque $\frac{r}{a}$ décroît, β^2 diminue et par suite la résistance interne $\left(\frac{dVp}{di}\right)$ diminue.

Nous verrons dans la suite en parlant des nouvelles lampes que c'est ainsi qu'on a réalisé des lampes de faible résistance interne.

Capacité des lampes : Il ne suffit pas dans un transformateur de tenir compte des résistances et des inductances des enroulements.

On sait que la capacité répartie de ces enroulements est susceptible de modifier le fonctionnement de ces appareils lorsqu'on opère à fréquence

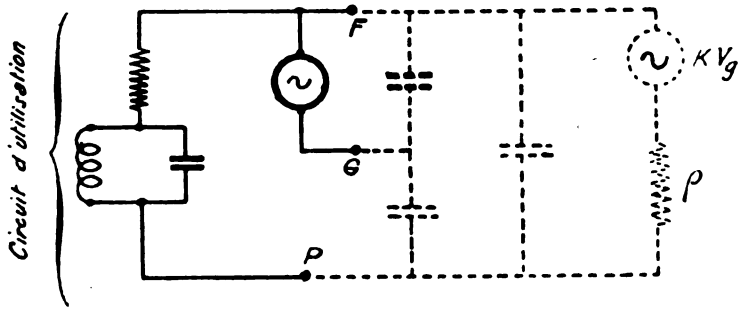


Fig. 1

un peu élevée. Il en est de même dans les lampes des diverses capacités existant entre les diverses électrodes. La fig. 1 représente les diverses capa-

Digitized by Google

cités qu'il convient d'envisager. Ces capacités qui n'interviennent pas lorsqu'on trace les caractéristiques statiques, jouent au contraire un rôle important lorsque les fréquences mises en jeu deviennent assez élevées.

Quel est le rôle de ces capacités : tout d'abord comme l'ont montré MILLER et NICHOLS, elles créent un couplage entre le circuit grille et le circuit plaque (Voir annexe). Il en résulte que si une inductance se trouve dans la plaque, la réaction sur le circuit grille est équivalente dans certains cas à une résistance négative filament grille.

Si un circuit susceptible d'osciller se trouve intercalé entre le filament et la grille, cette résistance négative en dérivation sur ce circuit est équivalente à une résistance négative en série dans ce circuit et si cette valeur négative est supérieure à la résistance propre du circuit, des oscillations s'amorcent.

Les capacités internes de la lampe sont donc responsables dans bien des cas des amorçages d'oscillations dans les amplificateurs.

En outre il convient de remarquer que l'ensemble des capacités-grille plaque et filament-plaque shunte le circuit d'utilisation placé dans le circuit plaque.

D'une façon générale, chaque fois qu'on se trouvera en présence d'un phénomène variable, il faut tenir compte des capacités internes des lampes.

Nous reviendrons plus tard sur les cas qui se rencontrent le plus fréquemment en radiotélégraphie, mais nous attirerons en passant l'attention sur le cas suivant : amplification du courant d'une cellule photoélectrique par une lampe. Généralement une résistance élevée est intercalée dans la cellule et à ses bornes sont connectées le filament et la grille d'une lampe.

Il est nécessaire si on veut se rendre compte de ce qui se passe au moment où on éclaire la cellule de tenir compte de la capacité filament grille qui est en dérivation sur la résistance élevée.

Emissions secondaires : Il est un autre phénomène qu'on ne peut pas négliger lorsqu'on veut étudier le fonctionnement des lampes. C'est celui des émissions secondaires dont nous avons déjà parlé dans une précédente conférence de documentation (1).

Lorsqu'un électron rencontre une surface métallique avec une vitesse supérieure à celle qui correspond à la vitesse acquise, lorsque la différence de potentiel entre son point de départ et son point d'arrivée est d'une

(1) *Onde Electrique*, mars 1926, 97.

Digitized by Google

quinzaine de volts, la surface métallique est susceptible d'émettre des électrons secondaires.

L'émission secondaire augmente avec la différence de potentiel à laquelle a été soumise l'électron pendant son parcours. Le nombre d'électrons secondaires émis serait pour le nickel, d'après Van der Pol, proportionnel à la vitesse primaire. Rappelons que cette vitesse primaire v peut se calculer par la relation :

$$\frac{1}{2} mv^2 = eV$$

m masse de l'électron, e charge de l'électron, V différence de potentiel entre le point de départ et le point d'arrivée.

Pour le nickel pur V = 300 volts, l'émission secondaire devient égale à l'émission primaire.

D'après Le Boiteux (1) à vitesse d'impact égale l'émission secondaire du tungtène serait inférieure à celle du nickel et supérieure à celle du molybdène.

Van der Pol (2), signale qu'une plaque de nickel recouverte d'oxyde émettrait sous une tension d'impact de l'ordre de 25 volts autant d'électrons primaires qu'elle reçoit d'électrons secondaires.

Au contraire Hull (3) a constaté qu'une plaque recouverte de noir de platine émettrait très peu d'électrons secondaires.

Donc la nature de la plaque joue un rôle très important dans l'émission secondaire.

D'après Farnswortl (4) qui a fait une étude très complète des phénomènes d'émission secondaire les gaz occlus dans la plaque joueraient aussi un rôle.

Mais il ne suffit pas qu'il puisse y avoir émission secondaire pour qu'on constate l'existence de celle-ci. Les électrons secondaires n'ont qu'une faible vitesse initiale. Il faut donc qu'ils se trouvent dans un champ accélérateur pour être arrachés à l'électrode qui les émet.

D'autre part la valeur du courant secondaire due à ce champ accélérateur est commandée par la formule de Langmuir ou plutôt ce qui détermine la formule de Langmuir c'est la valeur du courant total produit par les électrons primaires ayant produit l'impact et des électrons secondaires.

---

(1) *Revue Gén. d'Electricité.* T. XXIII, p. 939.
(2) *Jahrbuch der Drahtlosen-Telegraphie*, tome 25, mai 1925, p. 121.
(3) *Physical-Review*, avril 26.
(4) FARNSWORTL. *Physical-Review*, janvier 26, p. 41.

Digitized by Google

Pour fixer les idées voyons par exemple ce qui se passe dans une lampe à 3 électrodes dans laquelle la grille est à un potentiel suffisant pour qu'il y ait émission secondaire, ce potentiel ayant une valeur inférieure à celui de la plaque.

Les deux électrodes grille et plaque peuvent émettre des électrons, mais le potentiel de la grille étant inférieur à celui de la plaque, il n'y a pas émission secondaire de la plaque.

Au contraire les électrons secondaires émis par la grille peuvent atteindre la plaque augmentant ainsi l'intensité du courant primaire.

Mais si nous désignons par Vp le potentiel de la plaque, Vg celui de la grille, d leur distance, nous savons que dans le cas d'électrodes planes nous avons : (formule de Langmuir)

$$r = \frac{A\,(Vp - Vg)^{\frac{3}{2}}}{d^2}$$

Pour que des électrons secondaires puissent atteindre la plaque, il est nécessaire que le courant primaire I_1 soit plus petit que I et le nombre d'électrons secondaires sera tel que le courant I_2 soit égal à $I - I_1$.

S'il en est ainsi, on constatera en traçant les caractéristiques de plaque et de grille à tension plaque constante que pour une certaine tension grille le courant grille diminue lorsque la tension croît. Ceci est naturel, l'émission secondaire augmentant lorsque la tension de cette électrode augmente. Au moment au contraire on constate une augmentation du courant plaque qui peut devenir plus grand que le courant de saturation. Il peut même arriver que la grille perde plus d'électrons qu'elle n'en reçoit, il y a inversion du courant grille comme l'a montré Podliasky (1).

Puis la tension grille augmentant la différence de potentiel Vp — Vg diminue entraînant une diminution du courant qui peut aller de la grille à la plaque.

L'émission secondaire diminue et s'annule lorsque la tention grille égale la tension plaque.

Lorsque la tension grille devient supérieure à la tension plaque, les électrons secondaires de la plaque peuvent atteindre la grille. Le courant secondaire I_2 est dans ce cas déterminé par la relation :

$$I_1 + I_2 = \frac{K\,(Vg - Vp)^{\frac{3}{2}}}{d^2}$$

(1) *Onde Electrique*, juillet 1928.

Digitized by Google

I_1 étant le courant dû aux électrons primaires dans le circuit grille plaque On a pris le signe + parce que les électrons interviennent pour créer la charge d'espace uniquement par leur présence quel que soit leur sens de marche. Mais le courant dans la plaque est $I_1 - I_2$.

C'est à cause de ces émissions secondaires que le courant plaque tombe rapidement dès que la tension grille est supérieure à la tension plaque. C'est pour cela que dans les postes à lampes il n'est pas possible de faire tomber jusqu'à zéro la valeur instantanée de la tension plaque correspondant à la valeur maximum de la tension grille : on aurait un mauvais fonctionnement du poste dû à une distorsion de l'onde alternative du courant plaque qui aurait la forme suivante (fig. 2) :

Fig. 2

La figure 3 représente les caractéristiques grille et plaque d'un triode à tension plaque constante en tenant compte de l'émission secondaire.

(La courbe pointillée représente le courant de saturation).

Comme on l'a vu les phénomènes de charge d'espace influent beaucoup sur les phénomènes d'émissions secondaires. Or on sait que l'ionisation des gaz restants modifie la charge d'espace par suite de l'ionisation par choc.

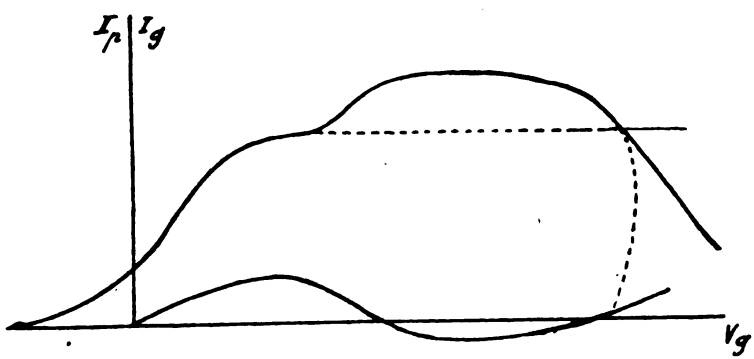


Fig. 3

Les propriétés des lampes basées sur les émissions secondaires peuvent donc être fortement modifiées par un dégagement gazeux. Tel phénomène constaté au moment de l'allumage de la lampe peut disparaître au bout

Digitized by Google

de quelques instants. Il ne faut donc pas trop compter sur ces phénomènes très fugitifs.

Les phénomènes de cathode virtuelle.

Considérons une lampe (fig. 4) que nous supposerons pour simplifier les calculs à électrodes planes.

Soit Vg et Vp les potentiels de la grille et de la plaque. *Nous supposerons Vg > Vp*, le potentiel de la grille plus grand que celui de la plaque. Les électrons qui ont traversé la grille se trouvent dans un champ retardateur.

Si nous considérons un électron isolé, il ne perdra sa vitesse que lors-

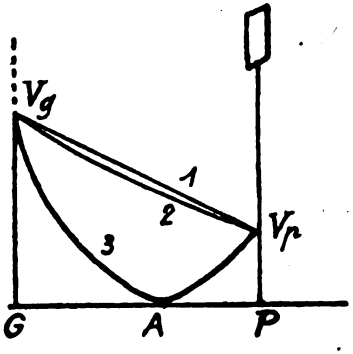


Fig. 4

qu'il arrivera au potentiel o, Vp étant positif, il arrivera donc sur la plaque avec une vitesse non nulle. Il doit donc atteindre la plaque.

Mais ceci n'est plus vrai quand il y a un flot d'électrons. Ceux-ci créent une charge d'espace qui modifie la loi de variation des potentiels entre la grille et la plaque.

Cette variation qui devrait être linéaire (1) prend la forme (2).

La formule de LANGMUIR est applicable.

En outre de cette formule le courant maximum qui peut circuler de la grille à la plaque est donné par la formule :

$$i = \frac{K\,(Vg - Vp)^{\frac{3}{2}}}{c^2}$$

c distance entre les deux électrodes.

Si le courant correspondant au nombre d'électrons traversant la plaque par unité de temps est plus faible que cette valeur i tous les électrons

Digitized by Google

arrivent à la plaque. La courbe de répartition des potentiels a bien la forme (2). Il n'en est plus de même lorsque le courant électronique I est superieur à i.

La courbe des potentiels prend une allure comme (3),

En un certain point A situé à une distance a de la plaque, c - a de la grille le potentiel s'annule.

Une partie des électrons ayant traversé la grille s'arrête en A et revient à la grille, une fraction α i arrive seulement à la plaque.

Au point A il y a cathode virtuelle.

On peut encore déterminer la position du point A et le facteur α en appliquant la formule de LANGMUIR, et en remarquant que dans la zone AG tous les électrons interviennent une première fois en allant vers P pour créer la charge d'espace et qu'en outre la fraction $(1 - \alpha)$ qui revient agit aussi pour créer cette charge. On a donc :

$$\alpha\, i = \frac{K\, Vp^{\frac{3}{2}}}{a^2} \qquad (1)$$

$$(2 - \alpha)\, i = \frac{K\, Vg^{\frac{3}{2}}}{(c - a)^2} \qquad (2)$$

équations qui peuvent s'écrire :

$$\alpha = \frac{K^{\frac{1}{2}}\, Vg^{\frac{3}{4}}}{(\alpha i)^{\frac{1}{2}}} \qquad (3)$$

$$c - \alpha = \frac{K^{\frac{1}{2}}\, Vg^{\frac{3}{4}}}{[(2-\alpha)\, i]^{\frac{1}{2}}} \qquad (4)$$

et qui ajoutées donnent en posant : $K^{-\frac{1}{2}} = A$

$$A c i^{\frac{1}{2}} = \frac{Vp^{\frac{3}{4}}}{\alpha^{\frac{1}{2}}} + \frac{Vg^{\frac{3}{4}}}{(2-\alpha)^{\frac{1}{2}}} \qquad (5)$$

Nous désignerons par b la distance d'un point à la grille qui serait telle que tous les électrons reviennent à la grille.

On aurait dans ce cas $\alpha = 0$

et

$$b = \frac{K^{\frac{1}{2}}\, Vg^{\frac{3}{4}}}{i^{\frac{1}{2}} \sqrt{2}} \qquad (6)$$

Digitized by Google

Nous simplifierons l'équation (5) en posant

$$\frac{Vp}{Vg} = V \text{ et } n = \frac{b}{c}$$

$$V^{\frac{3}{4}} = \alpha \left[\frac{1}{2^{\frac{1}{2}} n} - \frac{1}{(2-\alpha)^{\frac{1}{2}}} \right] \qquad (7)$$

En écrivant cette équation sans dimensions nous avons été admis à prendre pour unité la tension grille. D'autre part, pour une émission constante α mesure le courant plaque. C'est une équation réduite comme celles qu'on utilise en thermodynamique.

La résistance filament plaque est donc :

$$\frac{\delta V}{\delta \alpha} = \frac{4V^{\frac{1}{4}}}{3\alpha^{\frac{1}{2}}} \left[\frac{1}{2^{\frac{3}{2}} n} - \frac{1}{(2-\alpha)^{\frac{3}{2}}} \right] \qquad (8)$$

Cette résistance peut-être négative lorsque α est supérieur à $2\left(1-n^{\frac{3}{2}}\right)$

α devant être plus petit que l'unité, pour qu'il puisse y avoir une résistance négative il faut que n qui se déduit de la lampe et de l'équation (6) soit inférieur à 0,354.

On voit que l'équation (7) comporte pour une valeur de n plusieurs solutions, c'est à dire que plusieurs valeurs de Θ peuvent correspondre à une même valeur de V.

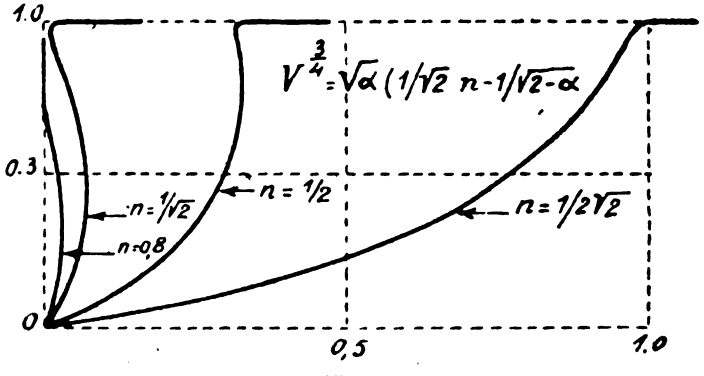


Fig. 5

Lewi Tonk (*Physical Review*, volume 30 octobre 1927) a calculé les valeurs de Θ en fonction de V pour diverses valeurs de n. Nous reproduisons ses courbes (fig. 5).

Digitized by Google

L'existence de résistances négatives est bien mise en évidence sur ces courbes, puisque pour certaines régions de chacune de ces courbes α diminue quand V augmente.

On voit d'après ces courbes que pour une lampe donnée, un chauffage donné et Vg donné, il existe 3 solutions possibles, pour une valeur donnée de V c'est-à-dire de Vp (car si on change Vg on change n). En réalité, il y a une condition supplémentaire, c'est la valeur de l'impédance placée dans le circuit plaque.

Chacune des courbes tracées n'est au fond qu'une caractéristique de la lampe donnant l'intensité du courant plaque en fonction de la tension grille, la tension grille étant constante. On a pris comme unité de courant, le courant total émis par le filament, et comme unité de tension, la tension grille.

Supposons une résistance intercalée dans le circuit plaque soit R sa résistance évaluée dans ce système d'unité.

Soit V_1 la tension plaque dans ce système; traçons la droite $V_1 X$ de coefficient angulaire $\frac{1}{R}$; son point d'intersection A avec la caractéristique est le point de fonctionnement (fig. 6). Il peut se trouver dans une région de résistance négative, mais l'ensemble résistance ohmique, résistance de la lampe constitue une résistance positive.

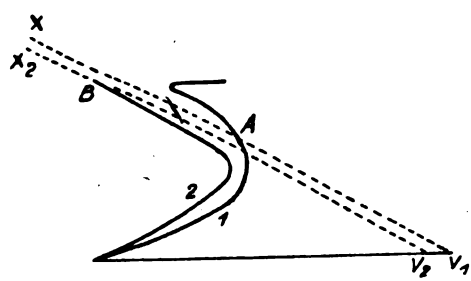


Fig 6

Augmentons maintenant Vg; le point figuratif de V_1 vient en V_2 puisque $V = \frac{Vp}{Vg}$ diminue, mais la courbe caractéristique n'est plus la courbe 1, c'est la courbe 2. La caractéristique de la chute ohmique dans la résistance est $X_2 V_2$ qui n'est plus tout a fait parallèle à XV_1, puisque le système d'unités à changé mais est un peu plus inclinée, le point de fonctionnement devient B.

Digitized by Google

On voit que par un choix convenable de la pente des droites, c'est-à-dire de R on peut avoir une amplification considérable.

Supposons maintenant la résistance R très faible la droite caractéristique de la résistance est à peu près verticale (fig. 7).

Le point de fonctionnement peut être A.

Si on augmente Vg le point figuratif de la tension est V_2; la courbe caractéristique de la lampe devient 2; la droite caractéristique de la chute

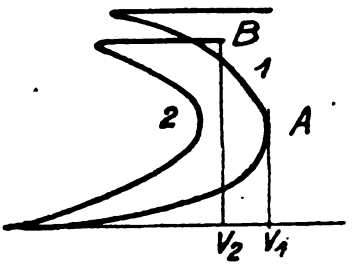


Fig. 7

ohmique a un coefficient angulaire un peu plus grand, le point figuratif devient B. On a un effet de relais.

Nous avons envisagé jusqu'ici le cas d'électrodes planes. Le calcul serait un peu plus compliqué dans le cas des électrodes cylindriques.

On sait que dans ce cas la formule de LANGMUIR est :

$$I = \frac{KV^{\frac{3}{2}}}{r\beta^2}$$

r = rayon de l'anode, β^2 étant un coefficient variable avec le rapport des rayons des deux électrodes. Mais il est facile de voir quel rapport doit exister entre les rayons de la grille et de la plaque pour qu'il puisse exister une cathode virtuelle, la tension plaque étant nulle. Soit Vg la tension grille, nous supposerons nulle la tension plaque.

Le courant électronique est :

$$I = K\frac{Vg^{\frac{3}{2}}}{r}$$

r rayon de la grille ; ici $\beta^2 = 1$, le filament ayant un rayon négligeable.

Pour que ce courant puisse atteindre la plaque en vertu de la vitesse acquise par les électrons, il est nécessaire que le système constitué par la plaque de rayon a considérée comme cathode et la grille de rayon con-

Digitized by Google

sidérée comme anode puisse sous la différence de potentiel Vg donner naissance à un courant électronique I

$$I = \frac{KVg^{\frac{3}{2}}}{r\beta^2}$$

D'où $\beta^2 = 1$. Si $\beta^2 > 1$ tous les électrons ayant traversé la grille ne pourront atteindre la plaque, le courant I_1, pouvant circuler de la plaque à la grille étant plus petit que I.

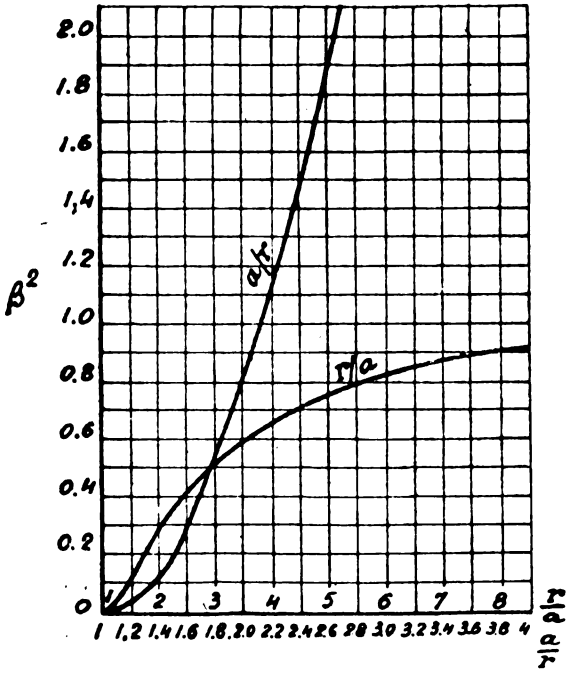


Fig. 8

La figure 8 donnant les valeurs de β^2 pour diverses valeurs de $\frac{r}{a}$ ou $\frac{a}{r}$ (suivant que l'anode a un rayon plus grand ou plus petit que la cathode) nous montre que pour $\beta^2 = 1$, $\frac{a}{r} = 2{,}1$. Il y aura donc cathode virtuelle si $\frac{a}{r} > 2{,}1$. Il n'y en aura pas si $\frac{a}{r} < 2{,}1$.

Cette remarque est importante au point de vue de la construction des lampes bigrilles.

Digitized by Google

LES LAMPES BIGRILLES

Ces lampes sont déjà fort connues depuis plusieurs années et ont donné lieu à de nombreuses communications (1).

Néanmoins il nous a paru bon de revenir sur ce sujet pour rattacher leur fonctionnement aux théories générales que nous venons d'exposer. Bien entendu nous ne nous occuperons que du fonctionnement normal de ces lampes, laissant de côté les applications nombreuses et parfois fort ingénieuses, basées sur la présence dans la lampe d'une électrode supplémentaire.

Pour bien préciser la question, il convient de rappeler le mode d'emploi du tétrode particulier auquel est donné le nom de lampes bigrilles, quoique ce nom puisse être donné à tous les tétrodes.

Une première grille (grille interne) est portée à une tension de quelques volts par rapport au filament. Cette grille est souvent appelée grille de charge d'espace.

Une deuxième grille (grille externe) est appelée la grille de commande. C'est en effet entre cette grille et le filament qu'est appliquée la différence de potentiel à amplifier.

Le rayon de la grille externe est supérieur à deux fois le rayon de la grille interne.

Enfin la lampe comporte une plaque dont la tension par rapport au filament est beaucoup moins élevée que dans les triodes ordinaires.

Nous donnons fig. 9 un certain nombre de caractéristiques de lampes bigrilles.

Il est facile de se rendre compte du fonctionnement de la lampe. Nous voyons qu'elle fonctionne avec une tension grille externe très faible généralement négative.

Au point de vue de l'émission électronique du filament, la lampe se comporte comme un diode ayant pour cathode le filament et pour anode la grille interne. La tension plaque n'intervient pas. C'est pour cela qu'elle peut être très faible. *C'est là, nous insistons sur ce point, la propriété caractéristique de la lampe.*

Au lieu d'être obligé d'utiliser sur la plaque des tensions élevées de l'ordre de 50 *à* 80 *volts, on peut se contenter de tensions très faibles.*

C'est ainsi par exemple qu'il nous a été possible de recevoir sur cadre

(1) DECAUX. *Onde Electrique*, mars 28.

Digitized by Google

des postes américains avec un amplificateur muni de lampes bigrilles dont la tension plaque n'était que de un volt supérieur au positif du filament.

Il ne faut donc pas perdre de vue que la lampe bigrille a été essentiellement créée pour éviter l'emploi parfois gênant de tensions élevées sur les plaques. Les autres applications qui en ont été faites ne sont que des applications particulières.

Examinons de plus près maintenant le fonctionnement des bigrilles.

Si on désigne par K_1 le facteur d'amplification des triodes ayant la grille interne comme cathode, la grille externe comme grille et la plaque

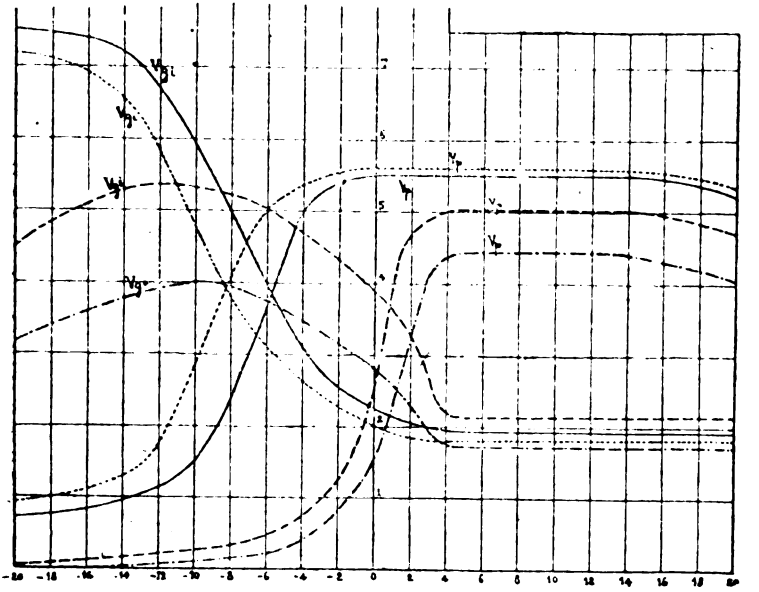


Fig. 9 — Caractéristiques d'une micro-bigril
Chauffage : 3,5 volts

———	V_{g1} = 32 volts	V_p = 32 volts
- - - - - - -	id. = 38 id.	id. = 32 id.
— — — — —	id. = 20 id.	id. = 20 id.
— . — . — .	id. = 15 id.	id. = 15 id.

comme plaque, on voit que cette lampe peut être assimilée à un triode dans lequel la grille interne serait au potentiel Vg_1 et la plaque constituée par la grille externe au potentiel $Vg_2 + \frac{Vp}{K_1}$

Étant données les conditions de fonctionnement $Vg_2 + \frac{Vp}{K_1}$ est inférieur à Vg_1.

Digitized by Google

Il y a formation d'une cathode virtuelle. Presque tous les électrons franchissent une première fois la grille interne, mais une partie s'arrête à la cathode virtuelle et revient à la grille interne.

Ceux qui peuvent aller de la cathode virtuelle à la grille externe franchissent cette grille et se trouvant dans un champ accélérateur atteignent la plaque.

Nous ne trouvons pas évidemment sur les caractéristiques données la forme des courbes de Lewis Tunk puisqu'il y a des régions instables qu'on ne peut observer.

Ce n'est que par un choix convenable des impédances en série comme nous l'avons montré que le point de fonctionnement peut se trouver sur ces caractéristiques.

Pour ces lampes, tout se passe comme si nous étions en présence d'un triode ayant pour filament la cathode virtuelle. Celle-ci ayant un diamètre assez grand, le facteur β^2 de la formule de Langmuir intervient et on comprend que ces lampes aient une faible résistance interne.

Sur les caractéristiques de ces lampes que nous reproduisons, on constate que pour la caractéristique Vp = 32v, Vgi = 32v, le courant filament grille interne dans la région Vg_2 comprise entre — 20v et 0 est plus élevé que le courant filament grille interne pour Vp = 32v, Vgi = 38 volts.

Le circuit filament grille interne présente donc dans cette région une résistance négative. L'existence de cette résistance négative ainsi que les phénomènes signalés par M. Decaux se comprennent facilement si on se reporte à ce que nous avons dit sur les lampes à cathode virtuelle.

LES LAMPES A GRILLE ÉCRAN

La lampe écran n'est pas nouvelle. Elle a été inventée vers 1916 par Schottky. Les résultats obtenus ne paraissaient pas intéressants puisque le procédé fut abandonné pour être repris en 1926 à un tout autre point de vue par Hull aux États-Unis.

Voyons le principe de l'idée de Schottky.

Considérons une lampe ordinaire de coefficient d'amplification μ.

Le courant est, en appelant Vg le potentiel grille, Vp le potentiel plaque.

$$i = f\left(Vg + \frac{Vp}{\mu}\right)$$

et la résistance interne

$$\frac{1}{\varrho} = f'\left(Vg + \frac{Vp}{\mu}\right)\frac{1}{\mu}$$

Digitized by Google

Donc si nous construisons une lampe ayant un coefficient d'amplification n fois plus grand, nous voyons :

1° que pour avoir le même courant filament plaque il faudra multiplier par n la tension plaque.

2° même avec cette tension plaque n fois plus grande la résistance interne sera n fois plus grande.

Considérons maintenant un tétrode, la grille de commande étant cette fois *la grille interne* et non *la grille externe* comme dans les lampes bigrilles ordinaires.

Appliquons une tension V_1g sur la grille externe, V_2p sur la plaque, soit μ^1 le coefficient d'amplification de la grille externe considérée comme triode ayant la grille externe pour plaque, μ^2 le coefficient d'amplification de la plaque dans le triode fictif ayant la grille interne comme filament, dans ces conditions, la grille externe se comporte vis-à-vis de la grille interne comme ayant une tension $V_2g + V_2p$ et la grille interne se comporte vis-à-vis du filament comme ayant une tension $V_1g + \frac{V_2g}{\mu_1} + \frac{V_2p}{\mu_1\mu_2}$

Le courant est donc :

$$i = F\left(V_1g + \frac{V_2g}{\mu_1} + \frac{Vp}{\mu_1\mu_2}\right)$$

et la résistance interne :

$$\frac{1}{\varrho} = F'\left(V_1g + \frac{V_2g}{\mu_1} + \frac{Vp}{\mu_1\mu_2}\right)\frac{1}{\mu_1\mu_2}$$

Ces équations montrent que la lampe se comporte comme une lampe ayant un coefficient d'amplification $\mu_1\,\mu_2$.

Mais si nous comparons la 1re équation à l'équation.

$$i = F\left(Vg + \frac{Vp}{\mu}\right)$$

Nous voyons que par suite du terme $\frac{V_2g}{\mu}$ nous ne sommes plus obligés pour avoir le même courant normal d'avoir une tension aussi élevée sur la plaque.

Posons $\mu_2 = n$ le coefficient d'amplification devient $n\mu$ mais dans le 1er cas envisagé, il fallait que :

$$\frac{V'p}{n\mu_1} = \frac{Vp}{\mu_1} \text{ d'où } V'p = nVp$$

Digitized by Google

Dans le second cas il faut que :

$$\frac{Vp}{n\mu_1} + \frac{V_2g}{\mu_1} = \frac{Vp}{\mu_1}$$

où :

$$Vp = n\,(Vp - V_2g)$$

D'autre part les tensions V^1p et V_2g pouvant être produites par la même batterie, il n'en résulte pas une complication.

Mais même lorsque nous avons amené la lampe écran à avoir le même courant filament plaque que la lampe ordinaire, nous voyons néanmoins que la lampe a une résistance interne plus grande.

En effet puisque :

$$\frac{Vp}{\mu_1} = \frac{V_2g}{\mu_1} + \frac{V'p}{\mu_1\mu_2}$$

$$f'\left(Vg + \frac{Vp}{\mu_1}\right) = f'\left(Vg + \frac{V_2g}{\mu_1} + \frac{Vp}{\mu_1\mu_2}\right)$$

La résistance interne est donc μ_2 fois plus grande. Elle a crû dans le même rapport que les amplifications.

Pour quelles raisons, HULL a-t-il repris la lampe écran ?

Cette raison est la suivante : Nous avons déjà dit que MILLER a montré que par suite de la capacité filament plaque, pour certaines fréquences, lorsqu'une inductance était placée dans le circuit plaque, tout se passait comme si une résistance *négative* était intercalée entre le filament et la grille.

Par suite, si un circuit oscillant est connecté entre le filament et la grille, cette résistance négative en dérivation est équivalente à une résistance négative en série dans le circuit, c'est-à-dire qu'on se trouve dans des conditions d'amorçage d'oscillations.

C'est un gros inconvénient lorsqu'on veut réaliser un amplificateur à résonance, c'est-à-dire un amplificateur d'un montage identique à un amplificateur à résistance dans lequel les résistances ont été remplacées par des circuits, inductance et capacité en parallèle.

On sait que pour la fréquence de résonance ce circuit se comporte comme une résistance pure pratiquement infinie.

Mais pour les fréquences au-dessus de la résonance, il se comporte comme une inductance, c'est-à-dire que nous nous trouvons dans des conditions d'accrochage.

L'inconvénient n'est pas grand lorsqu'on n'utilise qu'un seul étage ;

Digitized by Google

la résistance négative n'est pas suffisante pour provoquer des amorçages, mais lorsque plusieurs étages se trouvent en série, l'appareil s'amorce sur des oscillations un peu plus faibles que la fréquence d'accord. Pourtant les appareils à liaison par résonance présenteraient un gros intérêt pratique. On a cherché dans l'amplificateur Neutrodyne à combattre l'action de la capacité grille de commande-plaque.

Hull a pensé qu'un autre procédé consisterait à diminuer la capacité grille de commande-plaque. On voit immédiatement que la lampe écran présente cette propriété, puisque la grille externe constitue un écran électrostatique entre la grille de commande et la plaque. On est du reste amené à utiliser comme écran des grilles très serrées et à utiliser des dispositifs spéciaux pour protéger la grille de commande de l'action de tout conducteur en liaison avec la plaque, par exemple, un cylindre métallique placé à l'intérieur de la lampe entoure tout l'ensemble du tétrode et est relié par une sorte de cage à mouche à la grille extérieure.

Voici quelques résultats obtenus par Hull (*Physical Review*, avril 1926).

Pour une lampe ordinaire sans culot la capacité filament plaque est de l'ordre de 4 micro-microfarads (de 20 à 30 avec le culot et son support).

En utilisant une lampe bigrille ordinaire montée en lampe écran la capacité tombe à 0,03 μμF. Avec les précautions spéciales que nous venons d'indiquer (écran autour de l'ensemble) elle tombe à 0,006.

Bien entendu, il ne suffit pas de diminuer les capacités des lampes proprement dites, il faut supprimer les capacités des connexions. On n'y arrive qu'en plaçant pour chaque étage les lampes, les circuits résonants, etc... dans des boîtes métalliques, toutes les boîtes d'un même amplificateur étant maintenues au même potentiel.

On voit que des précautions considérables sont à prendre pour tirer parti des lampes écrans.

Hull serait arrivé avec un amplificateur à résonance à 5 lampes à obtenir une amplification en volts de 2 millions. Le schrott effect ne permet pas d'aller plus loin.

Hull dans son article semble reconnaître que les appareils qu'il a réalisés ne semblent pas pouvoir être lancés dans le commerce.

Hull (1) dans un calcul que nous ne développerons pas montre que

(1) Voir Bedeau, *Onde Electrique*, juillet 28.

Digitized by Google

pour qu'il n'y ait pas accrochage la condition suivante doit être remplie.

$$\mu < \frac{1}{RC'\omega} + 2$$

μ étant l'amplification en volt par étage, R la résistance équivalente du circuit résonant accordé, C' la capacité filament plaque (en tenant compte des capacités parasites).

Comme on le voit la grille écran a été reprise par HULL pour un but bien déterminé : *réalisation d'amplificateurs à liaison par résonance.*

Dans ce but particulier la grande résistance interne de la lampe est sans importance.

Si le circuit est bien étudié, sa résistance équivalente (que nous avons appelé R) est théoriquement infinie, pratiquement très grande pour la fréquence de résonance. On peut facilement l'amener à être notablement plus grande que la résistance interne, condition qui comme on le sait est nécessaire pour avoir une bonne amplification en volts dans un montage à résistance.

D'autre part la résistance ohmique du circuit bouchon étant très faible, elle ne provoque aucune chute de tension due au passage du courant permanent.

Le potentiel de la batterie qui alimente la plaque se retrouve bien sur la plaque.

Nous allons maintenant voir si en dehors du cas envisagé par HULL, les lampes écrans présentent un intérêt dans d'autres cas pratiques.

Envisageons l'amplification par résistance. Ici le courant permanent produit une chute de tension dans la résistance de liaison.

Cette résistance doit être de l'ordre de grandeur et même supérieure à la résistance interne de la lampe qui dans les lampes construites en Angleterre devait être de l'ordre de 200.000 ohms pour une tension plaque de 80 volts, 60 volts à la grille externe.

Ce courant plaque était de l'ordre du milliampère.

Supposons que la résistance de liaison ait 400.000 ohms valeur qu'on peut réaliser pour une fréquence de 100 kilocycles avec un circuit résonant.

La chute de tension qui se produirait dans la résistance serait :

$$1 \times 10^{-3} \times 4 \times 10^{5} = 400 \text{ volts}$$

Pour se retrouver dans les mêmes conditions qu'avec le circuit résonant il faudrait alimenter la plaque sous 480 volts.

Pratiquement si on veut réaliser un amplificateur à résistance avec

Digitized by Google

lampe à grille écran, il faudra augmenter la tension de la plaque, et si on ne veut pas la porter à des valeurs prohibitives, ou bien on sera amené à mettre dans le circuit plaque une résistance peu élevée et l'amplification en volts ne sera pas très élevée, ou bien on mettra une résistance élevée, mais alors nous travaillerons dans une région de la caractéristique où le courant permanent sera faible la résistance interne élevée. Autrement dit nous nous serons replacés automatiquement dans une région où la résistance de liaison est plus faible que la résistance interne.

Un graphique fera mieux comprendre ce que nous voulons dire fig. 10 :

Nous avons donné 2 courbes donnant la caractéristique d'une lampe écran pour une tension constante de la grille interne, le courant plaque

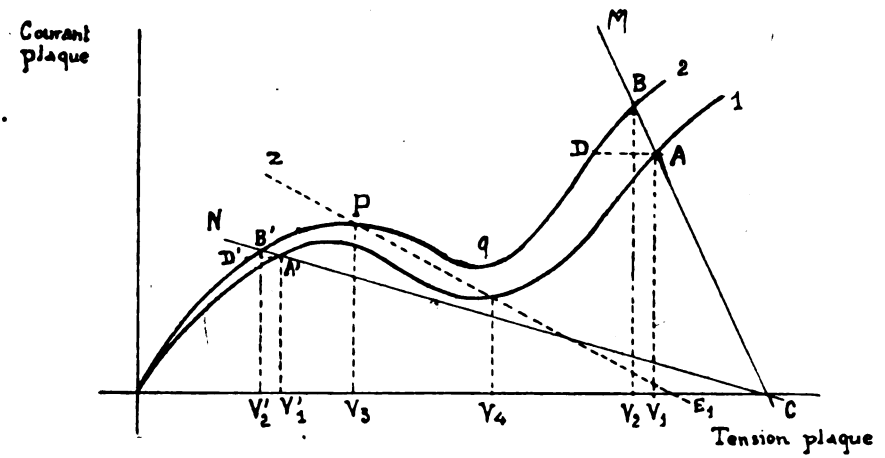


Fig. 10

étant donné en fonction de la tension plaque. Les 2 courbes 1 et 2 correspondent à deux tensions légèrement différentes de la grille de commande.

Représentons par E le point figuratif de la tension plaque soit R la valeur de la résistance de liaison.

Le point de fonctionnement sur la lampe est donné par l'intersection avec la caractéristique correspondante d'une droite passant par E et de coefficient angulaire $\frac{1}{R}$

Supposons d'abord la résistance assez faible.

La droite est dirigée suivant C M.

Lorsqu'on fait varier la tension grille, le point de fonctionnement passe en B et la projection $V_1 V_2$ de AB sur l'axe des x représente la variation de tension aux bornes de la résistance, variation beaucoup plus petite

Digitized by Google

que celle représentée par le segment AD qui représente l'amplification totale en volts.

Si la résistance est élevée, la droite représentant la caractéristique de cette résistance esr CN.

Les volts disponibles aux bornes de la résistance sont représentés par V'_1 V'_2 et ce segment est encore plus petit que A' D' (un peu inférieur à AD) qui représente l'amplification totale.

On n'a donc pas par suite de la grande résistance interne de la lampe écran quand on l'utilise dans un montage par résistance tout le gain qui pourrait résulter de son coefficient d'amplification très élevé.

Il se présente également dans l'emploi de ces lampes pour l'amplification des courants alternatifs une autre particularité qui semble avoir échappé à beaucoup d'auteurs mais qui a été signalé par M. Decaux.

Comme nous l'avons déjà dit l'ensemble des capacités grille-plaque et filament-plaque shunte la résistance d'utilisation du circuit plaque. Ici la présence de la grille écran diminue la capacité grille de commande, mais lui substitue au point de vue de l'action que nous avons indiquée la capacité plaque-grille écran, capacité qui est assez élevée.

Pour certaines fréquences, l'impédance de cette capacité peut être assez faible pour mettre en court circuit ou tout au moins diminuer notablement l'influence de la résistance élevée placée dans le circuit plaque.

Cela ne se produit pas dans les montages à résonance puisque la capacité plaque grille écran peut être considérée comme une partie de la capacité du circuit résonant.

Nous croyons donc devoir faire toutes réserves sur l'emploi de ces lampes pour tout autre montage que celui proposé par Hull (amplificateur à liaison par circuits résonants).

Nous devons maintenant signaler une petite particularité des lampes écrans.

Si nous nous reportons aux caractéristiques de ces lampes données plus haut, nous voyons qu'elles présentent une région de résistance négative.

Il existe une partie de ces caractéristiques où le courant plaque décroit quand la tension plaque croît (régions Pq).

L'abscisse du point q correspond à peu près à la tension appliquée à la grille externe.

L'origine de ces régions de résistance négative est due à l'émission d'électrons secondaires pour la plaque. Tant que le potentiel de la plaque

Digitized by Google

est inférieur à celui de la grille, ces électrons vont à la grille et diminuent le courant plaque.

Le point P correspond à la tension plaque pour laquelle la plaque commence à émettre des électrons secondaires. Le nombre des électrons secondaires augmentant avec la tension plaque, ce courant plaque doit diminuer à mesure que la tension plaque s'élève, quoique le nombre d'électrons secondaires susceptibles d'atteindre la grille ait tendance à diminuer, 1° parce que la charge d'espace qu'ils créent augmente, 2° parce que la différence de potentiel entre la grille et la plaque diminue. (Voir ce qui a été dit plus haut sur les émissions secondaires).

Certains auteurs ont proposé d'utiliser ces résistances négatives en donnant à la tension plaque et à la résistance des valeurs telles que la droite caractéristique de la chute de tension dans la résistance soit représentée par une droite telle que $C_1 Z_1$. On voit que dans ce cas la chute de tension dans la résistance $V_3 V_4$ peut être considérable.

LA PROTECTION DES LAMPES CONTRE LES ÉMISSIONS SECONDAIRES

Les émissions secondaires ne jouent aucun rôle dans les amplificateurs de faible puissance, c'est-à-dire là où la grille n'est jamais portée à des potentiels élevés.

Il n'en est plus de même lorsque les puissances en jeu deviennent un peu plus considérables.

L'émission secondaire de la grille et celle de la plaque peuvent intervenir.

C'est ainsi que Podliasky (1) a montré que dans certains appareils, par exemple dans ceux destinés à amplifier les courants microphoniques, la grille pouvait se trouver accidentellement portée à un potentiel tel qu'on se trouvait dans la région d'inversion du courant grille.

La lampe est alors susceptible de se placer dans une région stable correspondant à un débit considérable du courant plaque et était rapidement mise hors de service.

Dans les amplificateurs dits de puissance et dans les postes à lampes qui ne sont au fond que des amplificateurs de puissance l'émission secondaire plaque limite la puissance qu'on peut tirer de l'appareil.

(1) *Onde Electrique*, juillet 1928.

Digitized by Google

Revenons en effet aux formule établies par Blondel et Van der Pol donnant le rendement p d'un poste à lampes :

$$\rho = \frac{E}{U} \frac{\Theta - \sin\Theta\cos\Theta}{2(\sin\Theta - \cos\Theta)}$$

Θ étant de demi angle de fonctionnement de la lampe.

On voit immédiatement sur cette formule qu'on aurait intérêt à faire E = U c'est-à-dire que la valeur maximum de la tension aux bornes du circuit d'utilisation placé dans la plaque E devrait être égale à la tension continue d'alimentation U.

Mais la différence de potentiel E étant en opposition de phase avec la tension grille au moment où cette dernière est maximum la tension plaque est U — E. Si on fait E voisin de U, au moment où la tension grille est maximum la tension plaque devient très faible. La tension grille était supérieure à la tension plaque les électrons secondaires émis par la plaque vont à la grille, le courant plaque tombe comme nous l'avons vu plus haut et le fonctionnement du poste devient anormal.

Pratiquement on fait en sorte que $U_{grille\ max} = 0{,}8\ (U - E)$ ce qui conduit à donner à E des valeurs notablement inférieures à U et ce qui entraîne une diminution du rendement.

S'il s'agit d'un amplificateur de puissance destiné à la reproduction des transmissions radiotéléphoniques les émissions secondaires grille et plaque présentent un autre inconvénient.

Nous avons montré que par suite de l'émission secondaire grille le courant plaque pourrait devenir plus grand que le courant électronique primaire pour des valeurs relativement faibles de la tension grille, puis diminuer lorsque la tension grille approche de la tension plaque. Il diminue encore lorsque la tension grille devient supérieure à la tension plaque par suite de l'émission secondaire plaque.

Il en résulte que à une variation sinusoïdale de la tension grille correspond un courant plaque présentant deux cornes.

Il y a distorsion et par suite déformation de la transmission radiotéléphonique.

De semblables considérations expliquent pourquoi la nature de la plaque influe beaucoup sur le fonctionnement des postes à lampe, pourquoi on peut avoir des résultats différents avec des lampes à plaque de molybdène ou à plaque de nickel.

Pour éviter l'influence des émissions secondaires par la plaque dans

Digitized by Google

les amplificateurs destinés à l'alimentation des hauts-parleurs HANNA SUTHERLIN et UPP (1) avaient proposé de faire en sorte que la surface de la plaque fût noire.

On arrive aujourd'hui à empêcher ou tout au moins à atténuer le rôle néfaste des émissions secondaires par l'emploi d'une électrode supplémentaire.

Supposons une grille placée entre la grille de commande et la plaque et qui est maintenue à un certain potentiel.

Soit Vg_2 ce potentiel, K_2 le coefficient d'amplification de cette plaque et de cette grille par rapport à la grille de commande.

Nous savons que la lampe se comporte comme un triode ayant la grille de protection comme plaque et sur cette plaque fictive une tension

$$Vg_2 + \frac{Vp}{K_2}$$

Nous envisageons d'abord le cas du poste à lampes.

La tension Vg sera choisie de façon à ce que sa valeur reste toujours un peu inférieure à la valeur minima de Vp, valeur qui est égale à U — E.

La lampe doit d'autre part être dimensionnée de telle facon que lorsque la grille de commande atteint la valeur maximum Vg_1 qu'on s'est imposée, et la plaque la valeur minima U — E qu'on s'est également imposée et qui peut être plus petite que Vg ce qui entraîne une valeur convenable pour Vg_2, il n'y a pas cathode virtuelle entre les deux grilles.

Dans ces conditions, tous les électrons primaires atteignent la grille de commande, la franchissent, se trouvent dans un champ accélérateur et arrivent à la plaque.

D'autre part les électrons secondaires que la plaque tendrait à émettre se trouvent dans un champ retardateur puisque Vg est un peu inférieur à U — E, valeur minimum de la tension plaque. Il n'y a donc pas d'émission secondaire de la plaque, quoique Vg_1 soit plus grand que U — E.

On peut donc faire travailler une semblable lampe avec une tension maximum grille supérieure à la tension minimum plaque ce qui amène une augmentation du rendement. C'est dans ces conditions que Prince (2) a réalisé une lampe du type des lampes de 1 Kw.

Nous devons noter en passant qu'il y aurait intérêt à diminuer le nombre des électrons arrêtés au passage par la grille de commande.

---

(1) *Proceedings of Radio Engineers*, avril 1928, p. 462.
(2) *Proceedings of the Institut of Radio Enginers*, juillet ad., p. 805.

Digitized by Google

PRINCE a constaté qu'on arrivait à ce résultat en constituant cette grille de commande non pas par un fil enroulé en hélice comme on le fait généralement, mais par des fils parallèles au filament et aux génératrices du cylindre plaque.

Par les courbes publiées par PRINCE, on voit par exemple que pour une intensité de chauffage du filament de 15,5 ampères, une tension plaque de 150 volts et une tension grille extérieure de 75 volts le courant plaque qui a atteint la valeur de 1,2 ampère lorsque la grille de commande était à 200 volts, conserve la même valeur lorsque la tension de la grille de commande passe de 200 à 400 volts.

PRINCE conclut donc de ses expériences :

1° que la grille de commande doit être constituée de fils parallèles au filament.

2° que la tension de la grille extérieure doit toujours rester de 50 volts inférieure à la tension plaque.

Ici on ne s'est pas préoccupé des émissions secondaires de grille. On aurait pu les éviter en portant la grille de protection à un potentiel plus bas par exemple au négatif du filament.

Dans ce cas, la lampe se serait comportée comme un triode dont la plaque serait à $\frac{Vp}{K}$ et par un dimensionnement convenable, on aurait pu faire en sorte que $\frac{Vp}{K_2}$ fût inférieur à 30 volts lorsque la grille de commande au contraire eut atteint cette tension. Dans ces conditions les électrons secondaires se seraient trouvés dans un champ retardateur. Bien entendu les distances entre les divers organes auraient dû être tels qu'il n'y eut en aucun cas cathode virtuelle pour les électrons primaires.

LAMPES A TROIS GRILLES

Certains constructeurs ont pensé que pour l'alimentation des hauts parleurs, il convenait d'utiliser des lampes à grande résistance interne.

Dans ces conditions, comme le fait remarquer VON ARDENNE (1), l'impédance du récepteur est négligeable devant la résistance de la lampe et la caractéristique dynamique se confond avec la caractéristique statique. C'est dans ces conditions qu'on a été amené à utiliser des lampes écrans.

(1) *Experimental Wireless*, oct. 28, p. 564.

Digitized by Google

Mais nous avons vu que dans ces lampes, lorspue la tension de la plaque était un peu inférieure à celle de l'écran, les électrons secondaires de la plaque atteignaient l'écran. La courbe du courant plaque à tension grille constante et à tension écran constante avait la forme de la figure 11 :

Cette forme de courbe provoquerait évidemment une grosse distorsion. On y remédie, par l'emploi d'une grille de protection qui donne à la caractéristique la forme figurée en pointillé.

Finalement la lampe à 3 grilles comporte une grille de commande, une grille écran portée environ à 100 volts, une grille de protection portée

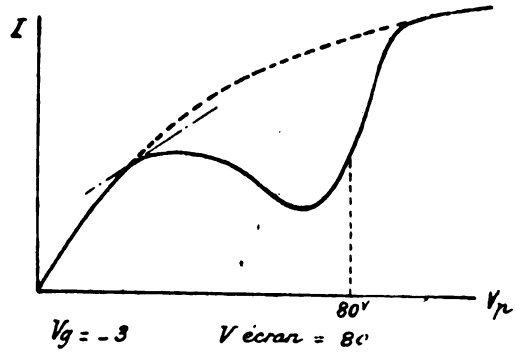


Fig. 11

au potentiel moyen du filament et la plaque alimentée par une tension d'environ 100 volts (la même que la grille écran).

On a réalisé ainsi des lampes ayant un coefficient d'amplification de 60 à 100 et des resistances internes de 40 à 60.000 ohms.

LAMPES A FILAMENT RECOUVERT D'OXYDES

On sait que les oxydes des métaux alcalino-terreux ont une émission thermoïonique importante même à faible température. Cette propriété a été utilisée depuis longtemps par les physiciens dans les appareils appelés cathode Wenhelt.

Dès le début de l'apparition des lampes, on avait réalisé aux États-Unis des triodes dont le filament était constitué par un fil de platine recouvert d'un oxyde de métal alcalino-terreux.

Pour les préparer on recouvrait le fil de platine d'un sel à acide organique du métal alcalino-terreux qu'on décomposait par la chaleur.

Le filament de ces lampes travaillait au rouge sombre.

Digitized by Google

PRINCE a constaté qu'on arrivait à ce résultat en constituant cette grille de commande non pas par un fil enroulé en hélice comme on le fait généralement, mais par des fils parallèles au filament et aux génératrices du cylindre plaque.

Par les courbes publiées par PRINCE, on voit par exemple que pour une intensité de chauffage du filament de 15,5 ampères, une tension plaque de 150 volts et une tension grille extérieure de 75 volts le courant plaque qui a atteint la valeur de 1,2 ampère lorsque la grille de commande était à 200 volts, conserve la même valeur lorsque la tension de la grille de commande passe de 200 à 400 volts.

PRINCE conclut donc de ses expériences :

1° que la grille de commande doit être constituée de fils parallèles au filament.

2° que la tension de la grille extérieure doit toujours rester de 50 volts inférieure à la tension plaque.

Ici on ne s'est pas préoccupé des émissions secondaires de grille. On aurait pu les éviter en portant la grille de protection à un potentiel plus bas par exemple au négatif du filament.

Dans ce cas, la lampe se serait comportée comme un triode dont la plaque serait à $\frac{Vp}{K}$ et par un dimensionnement convenable, on aurait pu faire en sorte que $\frac{Vp}{K_2}$ fût inférieur à 30 volts lorsque la grille de commande au contraire eut atteint cette tension. Dans ces conditions les électrons secondaires se seraient trouvés dans un champ retardateur. Bien entendu les distances entre les divers organes auraient dû être tels qu'il n'y eut en aucun cas cathode virtuelle pour les électrons primaires.

LAMPES A TROIS GRILLES

Certains constructeurs ont pensé que pour l'alimentation des hauts parleurs, il convenait d'utiliser des lampes à grande résistance interne.

Dans ces conditions, comme le fait remarquer VON ARDENNE (1), l'impédance du récepteur est négligeable devant la résistance de la lampe et la caractéristique dynamique se confond avec la caractéristique statique. C'est dans ces conditions qu'on a été amené à utiliser des lampes écrans.

(1) *Experimental Wireless*, oct. 28, p. 564.

Digitized by Google

Mais nous avons vu que dans ces lampes, lorspue la tension de la plaque était un peu inférieure à celle de l'écran, les électrons secondaires de la plaque atteignaient l'écran. La courbe du courant plaque à tension grille constante et à tension écran constante avait la forme de la figure 11 :

Cette forme de courbe provoquerait évidemment une grosse distorsion. On y remédie, par l'emploi d'une grille de protection qui donne à la caractéristique la forme figurée en pointillé.

Finalement la lampe à 3 grilles comporte une grille de commande, une grille écran portée environ à 100 volts, une grille de protection portée

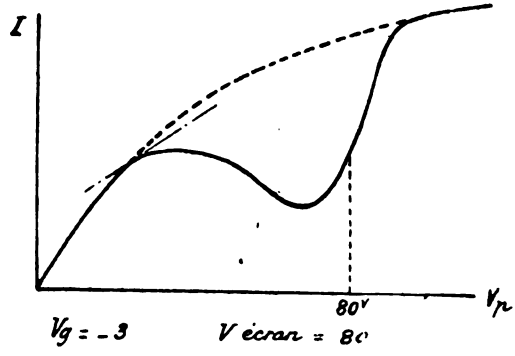


Fig. 11

au potentiel moyen du filament et la plaque alimentée par une tension d'environ 100 volts (la même que la grille écran).

On a réalisé ainsi des lampes ayant un coefficient d'amplification de 60 à 100 et des resistances internes de 40 à 60.000 ohms.

LAMPES A FILAMENT RECOUVERT D'OXYDES

On sait que les oxydes des métaux alcalino-terreux ont une émission thermoïonique importante même à faible température. Cette propriété a été utilisée depuis longtemps par les physiciens dans les appareils appelés cathode Wenhelt.

Dès le début de l'apparition des lampes, on avait réalisé aux États-Unis des triodes dont le filament était constitué par un fil de platine recouvert d'un oxyde de métal alcalino-terreux.

Pour les préparer on recouvrait le fil de platine d'un sel à acide organique du métal alcalino-terreux qu'on décomposait par la chaleur.

Le filament de ces lampes travaillait au rouge sombre.

Digitized by Google

On a repris depuis peu cette utilisation des lampes à filament recouvert d'oxydes.

Il semble que pour avoir de bons résultats le dépôt d'oxyde doive être effectué sur un métal susceptible de donner un alliage avec le métal alcalino-terreux. Le nickel et le cuivre conviendraient bien. Les constructeurs conservent naturellement assez jalousement leurs procédés de fabrication. Ce n'est donc que sous toutes réserves que nous donnons les quelques renseignements qui suivent.

Le support serait un fil de tungtène recouvert d'une couche de cuivre, cuivre et oxyde.

La lampe est montée, un sel de baryum étant placé sur la plaque.

On porte ensuite cette plaque à haute température en la chauffant par courant de haute-fréquence et en la faisant fonctionner comme cathode.

Le baryum se transporte sur le filament où il s'oxyde en donnant un dépôt très fin au contact de l'oxyde de cuivre.

Le filament de ces lampes travaillant en basse température nécessite un courant très faible, quoique le courant de saturation atteigne le 1/8 du courant de chauffage. Il doit donc avoir une assez grande résistance, par suite une assez grande longueur. Les filaments sont repliés en N ou en W. Ceci est équivalent à une augmentation du diamètre d'un filament cylindrique, et nous avons vu que dans ces conditions on obtient une diminution de la résistance interne.

LE FONCTIONNEMENT DES LAMPES A FILAMENT RECOUVERT D'OXYDE

Nous avons dit quelques mots plus haut du procédé actuel de fabrication des filaments recouverts d'oxyde. Nous voudrions ajouter quelques mots sur le fonctionnement de ces filaments.

Des travaux de Kingdon avaient montré que la vapeur de coesium était fortement adsordée par les filaments oxydés.

Il est probable que c'est un phénomène du même genre qui se produit avec les filaments à oxydes de baryum aujourd'hui utilisés.

Le baryum ne reste pas à l'état d'oxyde. Sous l'influence du chauffage du filament, une partie du baryum passe à l'état métallique. Ce métal devrait se vaporiser. Mais par un phénomène identique à celui mentionné plus haut, à propos du coesium, la vapeur est absorbée et c'est cette vapeur ainsi absorbée qui émet les électrons. Ceux-ci ne sont donc pas émis par

Digitized by Google

l'oxyde mais par le métal et le rôle de l'oxygène est d'empêcher la vaporisation de ce métal.

Pour terminer nous donnons d'après Boussard (1) un tableau relatif aux émissions thermoïoniques de divers corps.

	Emission totale en milliampères par watt dépensé pour le chauffage
Tungstène	5
Tungstène thorié	30 à 40
Filament à oxyde	100 à 150

LAMPES A CHAUFFAGE INDIRECT

La cathode de ces lampes est constituée par un cylindre en stéatite dans lequel est enroulé un conducteur métallique parcouru par le courant de chauffage. Sur le cylindre en stéatite est placé un cylindre de nickel recouvert d'oxyde.

La consommation de ces lampes par le chauffage est assez important

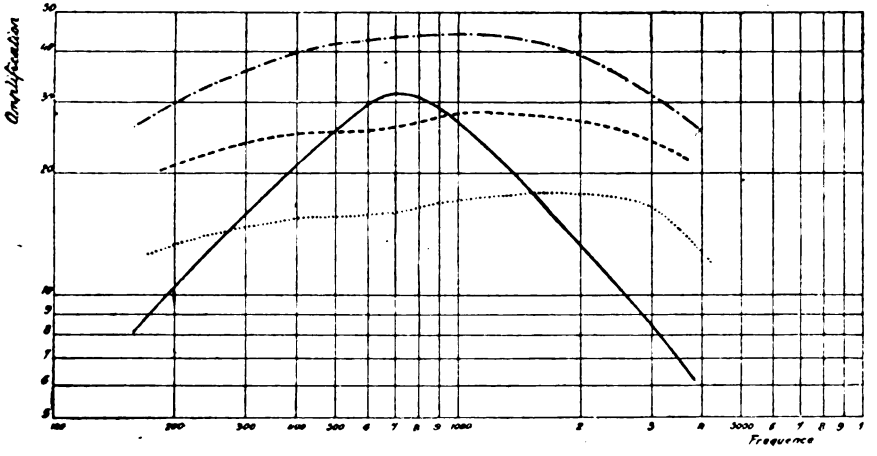


Fig. 12

———	Lampe T. M. ordinaire	K = 9	ϱ = 29.000 ω
— — — —	id. à oxyde	= 9	= 8.000 ω
—.—.—.	id. à chauffage indirect	= 10	= 10.000 ω
.....	id. bigrille	= 4.5	= 7.000 ω

1,75 ampères sous 2,50 volts soit 4,4 watts, tandis que pour les lampes à oxyde la consommation n'est que de 0,15 ampères sous 4 volts soit 0,6

(1) *Bulletin bi-mensuel de la Société Française de Physique.* n° 273, 15 février 1929.

Digitized by Google

watts, mais il ne faut pas oublier que ces lampes sont faites pour chauffage sous courant alternatif.

Le courant de saturation est très important, il atteint 100 milliampères dans les lampes actuellement réalisées. Mais le gros intérêt de ces lampes est le gros diamètre du filament.

Il a d'une part une inertie calorifique élevée ce qui permet sans inconvénient l'alimentation par courant alternatif et d'autre part, par suite de ce grand diamètre le facteur β^2 de la formule de LANGMUIR intervient et on peut avoir de faibles résistances internes. Pour montrer l'intérêt que présentent les faibles résistances internes, pour éviter la distorsion dans les amplificateurs destinés à la radiotéléphonie, nous donnons en coordonnées logarithmiques les courbes d'amplification en fonction de la fréquence obtenue pour le même transformateur avec diverses lampes (fig. 12). On voit qu'avec de faibles résistances internes, on peut éviter les phénomènes de résonance parallèle du transformateur.

ANNEXE

Le travail de MILLER (1) sur l'influence des capacités internes des lampes étant peu connu en France, nous avons cru devoir reproduire les principales formules auxquelles il arrive :

Désignons par C_1 la capacité filament grille C_2 la capacité grille plaque, C_3 la capacité filament plaque, K le facteur d'amplification, ϱ la résistance interne, ω la pulsation de la tension à amplifier et posons pour impédance du circuit d'utilisation :

$$Rp + j\,X_p \qquad j = \sqrt{-1}$$

en posant

$$a = Rp\,(C_1 + C_2)\,\frac{Xp}{\omega\varrho}$$

$$b = Xp\,(C_2 + C_3) - \frac{Rp}{\omega\varrho} - \frac{1}{\omega}$$

$$c = \frac{Rp}{\varrho}\,(KC_2 + C_1 + C_2) + C_1 + C_2 - \omega Xp\,(C_1\,C_2 + C_1\,C_3 + C_2\,C_3)$$

$$d = \frac{Xp}{\varrho}\,(KC_2 + C_1 + C_2) + \omega Rp\,(C_1\,C_3 + C_1\,C_3 + C_2\,C_3)$$

(1) *Scientific Popers of the Bureau of Standard*, n° 351.

Digitized by Google

On voit que tout se passe comme si dans le circuit filament grille était intercalée une impédance.

$$Zg = rg + j\ xg$$

avec

$$rg = \frac{ac + bd}{c^2 + d^2}$$

$$xg = \frac{bc - ad}{c^2 + d^2}$$

Ces formules paraissent un peu compliquées mais se simplifient beaucoup quand on veut les discuter certains termes devenant négligeables.

Ainsi dans le cas où le circuit d'utilisation est une résistance pure et où ω est plus petit que 10^6, on voit que l'impédance du circuit filament grille est constituée par une résistance rg en série avec une capacité Cg

avec

$$rg = \frac{ac + Cd}{C^2}$$

$$cg = \frac{c}{b}$$

avec

$$a = \varrho\,(C_1 + C_2)$$

$$b = \left(1 + \frac{\varrho}{Rp}\right)$$

$$c = KC_2 + \left(1 + \frac{\varrho}{Rp}\right)(C_1 + C_2)$$

$$d = \varrho\,(C_1\,C_2 + C_1\,C_3 + C_1\,C_3)$$

Pour des fréquences faibles et un circuit d'utilisation constitué uniquement par une inductance, on a :

$$rg = -\frac{Lp}{\varrho}\,\frac{KC_2}{(C_1 + C_2)^2} \qquad cg = C_1 + C_2$$

On voit que dans ce cas la résistance est négative.

C'est ce qui peut expliquer les amorçages d'oscillations auxquels nous avons fait allusion.

Si un circuit oscillant est connecté entre le filament et la grille, l'ensemble résistance négative capacité qui se trouve en dérivation sur ce circuit peut neutraliser et au-delà la résistance propre de ce circuit oscillant.

R. Jouaust.

Digitized by Google

CONFÉRENCE DE DOCUMENTATION

LES CARACTÉRISTIQUES DES LAMPES DE RÉCEPTION MODERNES ET LEUR CHOIX RATIONNEL [1]

par B. DECAUX,

Ancien Elève de l'Ecole Polytechnique,
Ingénieur au Laboratoire National de Radioélectricité

SOMMAIRE. — La multiplicité des types de lampes cause souvent une confusion dans l'esprit des usagers. Il est utile de classer méthodiquement les divers modèles et d'examiner les caractéristiques appropriées à chaque emploi.

Après avoir repris quelques notions générales sur les caractéristiques et constantes des tubes à vide, l'auteur montre les raisons qui doivent guider leur choix. Les récents perfectionnements des lampes, particulièrement de celles qui ont plusieurs grilles, rendent possibles des résultats nouveaux fort intéressants.

Les lampes de réception ont fait depuis quelques années des progrès considérables, peut-être plus que les lampes d'émission. M. Jouaust vous a signalé récemment les principes nouveaux introduits dans les tubes modernes ; je voudrais ce soir exposer les résultats auxquels les recherches ont abouti, et le parti que l'on peut tirer des propriétés particulières des lampes actuelles.

Nous sommes désormais bien loin de la « TM » universelle, qui n'est plus guère employée que par le service dont elle porte le nom. La diversité des types existants permet aux constructeurs de remplir leurs catalogues et impressionne vivement l'usager. Souvent ceux qui ne sont pas familiarisés avec ces questions hésitent à choisir une lampe pour un usage déterminé. Il est cependant possible de mettre un peu d'ordre et de méthode dans cette complexité ; c'est ce que nous nous efforcerons de faire.

Je n'envisagerai que le cas des lampes à une seule grille de commande, laissant de côté les lampes à fonctions multiples.

Constantes et caractéristiques.

Avant toutes choses il me semble utile de rappeler et de définir quelques grandeurs fondamentales des tubes à vide.

(1) Conférence de documentation faite à la S. A. T. S. F. le 19 février 1929.

Digitized by Google

Les 3 sections principales de la surface caractéristique d'un triode (réel ou équivalent) peuvent être appelées : *caractéristique de plaque* (V_p, I_p), *caractéristique mutuelle* (V_g, I_p), *caractéristique des tensions* (V_p, V_g). (1) Ne nous occupant pas du dernier type qui dérive des deux autres, examinons un peu les réseaux de plaque et mutuel.

Le réseau de plaque permet de définir deux grandeurs dont l'une est bien connue. Considérant un point représentatif M (fig. 1), on appelle

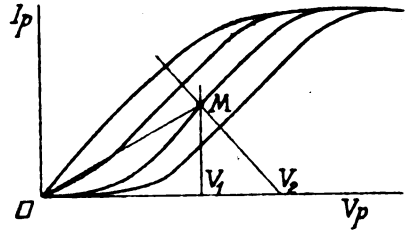


Fig. 1

résistance interne ρ du tube en ce point l'inverse de la pente de la tangente à la courbe en ce point $\left(\frac{dV_p}{dI_p}\right)$ [1] [2] (2) C'est une constante pour toutes les parties rectilignes des caractéristiques. Nous appellerons *résistance apparente* (statique) r l'inverse de la pente de la droite OM $\left(\frac{V_p}{I_p}\right)$ [3]. Elle varie suivant le point considéré mais il y a tout de même intérêt à l'envisager, au point normal de fonctionnement, toutes les fois (et c'est presque toujours) qu'il se trouve une résistance dans le circuit de plaque ; on a ainsi une idée de la façon dont le tension se partage entre r et ρ. Ces deux résistances varient dans le même sens, d'un type de lampe à l'autre. Nous verrons quelles en sont les conséquences pour ρ et combien il a été difficile de diminuer r tout en augmentant ρ. Remarquons en passant que les constructeurs de lampes rendraient grand service aux usagers en publiant les courbes de plaque en même temps que les courbes mutuelles ; dans tous les cas d'amplification par résistance ou circuit bouchon, ce sont les premières qui servent.

Considérons maintenant un point d'une courbe du réseau mutuel

(1) La caractéristique de grille (Vg, Ig) ne sert que pour la détection.

(2) Les chiffres entre crochets renvoient au répertoire bibliographique situé à la fin de l'article. Nous l'avons développé à dessein pour fournir au lecteur une documentation suffisante.

Digitized by Google

(fig. 2). La pente de la tangente à la courbe s'appelle la *pente* de la lampe en ce point. Elle se désigne généralement par S et a pour valeur $\frac{dI_p}{dV_g}$. Elle a les dimensions d'une conductance ; c'est pourquoi les Américains l'appellent « conductance mutuelle » et l'expriment en micromhos [4]. Nous

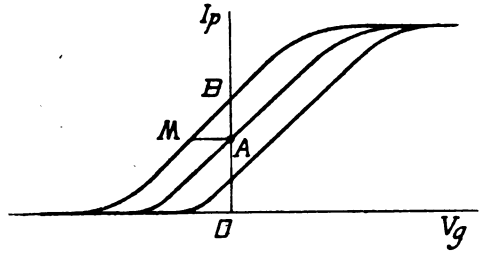


Fig. 2

l'exprimons en milliampères/volts. C'est une grandeur des plus importantes pour l'évaluation de l'amplification. Le produit $S\varrho$ fournit le *coëfficient d'amplification* $K = \frac{dV_p}{dV_g}$. C'est un rapport sans dimensions (volts volts). Les Anglo-Saxons le désignent par μ. En Allemagne l'équation caractéristique est $\varrho SD = 1$, définissant le « Durchgriff » D inverse de K ; il est normalement exprimé en %. [5]

Avant de terminer ces définitions, signalons une grandeur, assez peu employée d'ailleurs appelée par Barkhausen *qualité* et égale à KS ou $\frac{K^2}{\varrho}$. [5] Elle intervient dans l'expression de la puissance utilisable dans le circuit de plaque, dont le maximum est proportionel à $\frac{K^2}{\varrho}$.

Les constantes les plus importantes sont S, K, ϱ. Leur détermination peut se faire par bien des méthodes, mais pas toujours avec une grande précision. Les lampes modernes ont des valeurs de constantes telles que les méthodes courantes sont difficilement applicables. Le pont de Miller, par exemple, (peu précis d'ailleurs), est inutilisable pour les valeurs de K dépassant 12 à 15. Le calcul sur les réseaux caractéristiques est délicat et long ; dans beaucoup de cas, en particulier pour les lampes à grille-écran, on risque de sortir des conditions normales pour avoir des variations suffisantes pour faire les lectures. La détermination de S est en général satisfaisante, celle de ϱ est douteuse, ainsi que celle de K qui en découle.

Digitized by Google

Les mesures directes de ρ au pont paraissent préférables. [1] [2] [5] [6]. Signalons à ce sujet qu'il faut souvent se méfier des courbes et constantes figurant sur les catalogues.

Lampes existantes.

Toute l'évolution des triodes est venue des perfectionnements apportés au filament. L'émission et la durée ont crû pendant que la consommation et la température diminuaient. Du tungstène au thorium, et du thorium aux oxydes le progrès a été constant. La lampe TM consommant 3 w, pour un courant de saturation de 12 mA, durait 300 H avec une température d'environ 2700°. Une lampe moderne consomme 0w,6 pour un courant de saturation de 50 mA, dure plusieurs milliers d'heures avec une température d'environ 800°. Les nouveaux filaments ont rendu possible une diminution considérable de la résistance apparente, donc celle de la résistance interne (grâce également à la forme plate des électrodes), et ainsi l'augmentation de la pente ; cette dernière a pu être décuplée.

La construction des lampes a ainsi acquis une grande souplesse, d'où il est résulté la multiplicité des types, parmi lesquels on risque de ne plus pouvoir se reconnaître ; d'autant plus que les constructeurs donnent à leurs tubes des dénominations souvent aussi variées qu'arbitraires. Nous avons déjà signalé la nécessité d'une classification et d'une nomenclature [7] Je crois devoir encore insister sur ce point qui me paraît très important. Sans régle de dénomination, il devient très difficile de désigner correctement une lampe. Jusqu'à nouvel ordre nous emploierons la désignation exposée dans la note précitée, soit : $K// \frac{\rho}{1000}$; le nombre de barres de fraction indiquant le nombre de grilles ; exemples 15/8, 100///55. On peut les énoncer « sur », « bi » ou « tri » suivant le cas. Cette désignation a l'avantage de mettre en évidence la pente sous la forme fractionnaire en mA/V, et de donner les coordonnées sur l'abaque proposé. Les caractéristiques de chauffage paraissent bien moins utiles à dénommer. Cependant nous surmontons d'un trait le symbole des lampes à chauffage induit ; exemple $\overline{1000//600}$.

Tétrodes.

On a pu étendre la variété des caractéristiques en modifiant le champ entre électrodes au moyen d'électrodes supplémentaires. La « bigrille », déjà ancienne, en est un exemple classique. Les tétrodes se classent en

Digitized by Google

deux catégories : les lampes à à *grille de charge d'espace*, et les lampes à *grille-écran*. [8] [9].

La grille de charge d'espace (ou grille de champ), située entre le filament et la grille de commande, portée à un potentiel positif, diminue la charge d'espace et augmente la vitesse initiale des électrons. Elle permet donc, à courant égal, de diminuer considérablement la tension de plaque : c'est la réduction de r. ρ étant également réduite la pente peut croître. Citons quelques chiffres : alors qu'une lampe TM pour 80v à la plaque et la grille à 0 donne $r = 40.000\omega$ et $\rho = 25.000\omega$, la bigrille correspondante sous 16v à la plaque donne $r = 8.000\omega$ et $\rho = 10.000\omega$.

La grille-écran, située entre la grille de commande et la plaque modifie complètement le fonctionnement de la lampe [10]. M. Jouaust vous en a déjà exposé la théorie ; je ne ferai que souligner certaines propriétés importantes en signalant quelles sont les constantes actuellement obtenues. Le coefficient d'amplification, étant le produit des coefficients de chaque grille, peut avoir des valeurs considérables. Les lampes courantes fournissent 150, celles de Hull 300, et la dernière née (à chauffage indirect) atteindrait 1.000 ! Ce facteur est d'ailleurs fonction des tensions d'anodes à cause des émissions secondaires. Ceci ne serait obtenu, sans grille-écran qu'avec des résistances internes inadmissibles et des tensions exagérées, la pente décroissant rapidement lorsqu'on augmente le coefficient d'amplification. Dans les nouvelles lampes, la pente reste importante puisque le tube à coefficient 1.000 n'aurait que 600.000ω de résistance interne. Enfin la capacité grille-plaque est extrêmement faible, à cause de l'effet d'écran et peut descendre à $0{,}006\mu\mu F$ d'aprés Hull et commercialement à $0{,}1\mu\mu F$. Mais n'oublions pas que la capacité filament-plaque est notablement augmentée par celle de l'écran à la plaque.

Les lampes à grille-écran ont des caractéristiques de plaque dont la partie utilisable est assez courte à cause des électrons secondaires émis par la plaque. Lorsque celle-ci est à une tension inférieure à celle de l'écran l'émission secondaire devient telle que le courant de plaque baisse, pendant que le courant d'écran monte de la même quantité (fig. 3). Remarquons que le courant total d'émission reste constant, le filament est saturé [11]. C'est ce qu'on appelle le «*crochet de résistance négative*» caractéristique des lampes à grille-écran. Cela limite leur emploi à l'amplification de très faibles tensions.

En échangeant les rôles des deux grilles de tels tubes, c'est-à-dire en faisant fonctionner la première grille en grille de champ, on obtient des

Digitized by Google

caractéristiques absolument différentes (fig. 3). [8]. Par exemple la lampe ayant les caractéristiques 200//500 en grille-écran, fournit 70//70 en

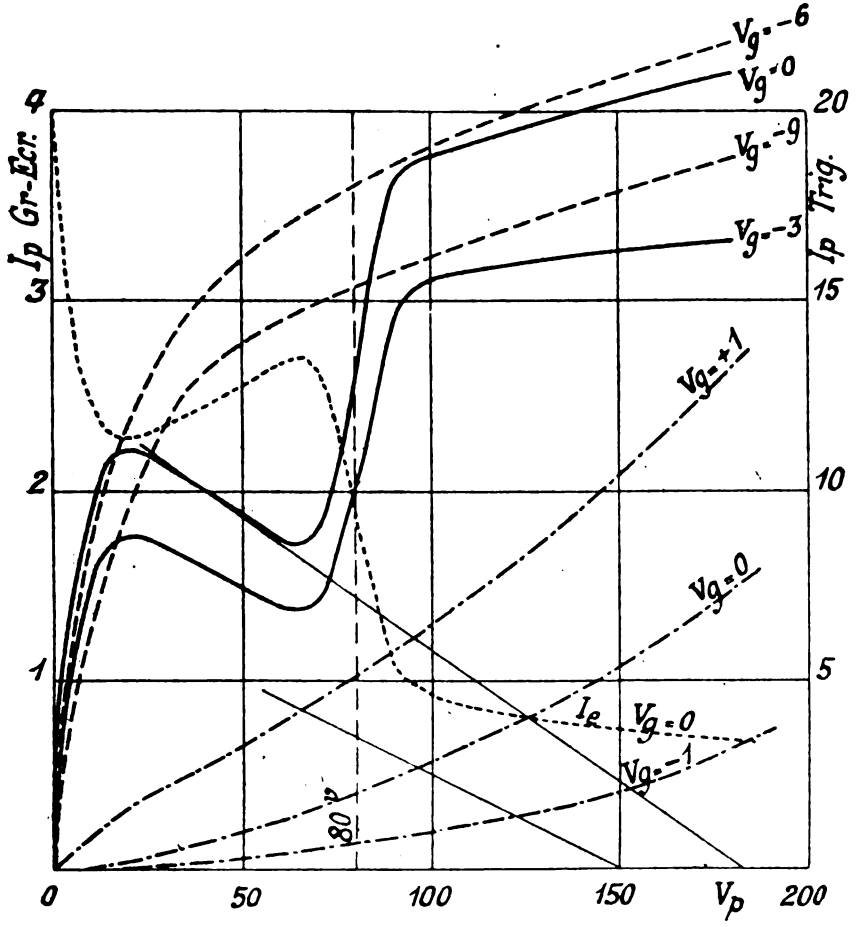


Fig. 3

Lampe à grille-écran { en écran $V_e = 80^v$ ——— / en grille de champ $V_e = 25^v$ —.—.—. }
Trigrille $V_e = 150^v$ — — — — —

grille de champ avec une tension accélératrice de 25v. On voit combien la pente est augmentée (0,4 à 1 mA/V). Il n'y a naturellement pas de crochet.

Pentodes... et autres.

Mis en goût par l'emploi de deux grilles, les constructeurs de lampes en ont introduit une troisième ; deux cas se présentent. Le premier con-

Digitized by Google

siste à intercaler une grille de charge d'espace dans une lampe à grille-écran (fig. 4). Cela permet de réduire notablement la résistance interne et, somme toute, d'abaisser les tensions anodiques [12]. La pente peut ainsi être considérable et atteindre 10 mA /V.

Dans l'autre type, plus particulièrement appelé *pentode*, la troisième grille, située entre l'écran et la plaque (fig. 5), n'a pas encore reçu de nom. Nous proposons celui de « *grille d'arrêt* », car elle arrête les électrons secondaires qui auraient tendance à quitter la plaque dans le crochet examiné plus haut. Cette électrode est en effet à la tension du filament (par construction) et par conséquent le champ plaque-grille-d'arrêt n'est jamais

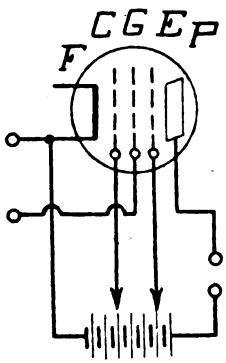


Fig. 4

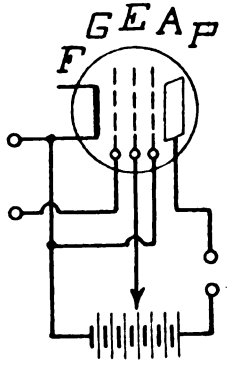


Fig. 5

accélérateur. Le résultat, c'est la suppression du « crochet » (fig. 3). On dispose ainsi d'une lampe à grille-écran, — donc avec K et ρ considérables allant jusqu'à 100 et 60.000 —, ne présentant pas de crochet, — donc susceptible de grandes amplitudes —. La pente reste importante (2 mA /V). Le courant de plaque est énorme (45 mA pour la grille à 0 sous 150v), réalisant ce paradoxe d'une lampe ayant une résistance apparente normale de 8.000ω, et dans laquelle la résistance interne est de 60.000ω, au lieu de 2.000ω pour un triode ! [13] [14] [15] Nous en verrons plus loin le grand intérêt.

Signalons incidemment un accident qui ne semble pas rare avec ces tubes ainsi qu'avec les lampes à grille-écran *à oxydes*. Après un fonctionnement apparemment normal, un arc de plusieurs ampères jaillit à l'intérieur de l'ampoule (sans doute entre l'écran et l'une des autres grilles). Si la source de tension anodique n'a pas de résistance intérieure (accumulateurs) c'est la mort de tout ce qui se trouve dans le circuit. Sinon, la chute de tension évite les dégâts. L'hypothèse qui vient à l'esprit est

Digitized by Google

celle d'un brusque dégagement gazeux dû aux résidus d'azothydrure de baryum (composé explosif) incomplètement réduits. Mais ce qui est plus bizarre et inexplicable c'est qu'une lampe ayant subi un tel à-coup, paraît pouvoir ensuite fonctionner correctement... si elle n'est pas fondue.

Avant d'abandonner les pentodes, je ferai remarquer qu'on pourrait aussi établir des... *hexodes*, à 4 grilles : une grille de charge d'espace, une grille de commande, une grille-écran, une grille d'arrêt. Je ne sais si les fabricants ont abordé ce stade des « polyodes » ; peut-être aurait-il des propriétés intéressantes (augmentation de la pente avec faibles tensions de plaque) rachetant sa complication mécanique.

Maintenant que nous avons passé la revue des électrodes, posons quelques symboles qui pourront nous être utiles :

filament . . . . . F, V_f, I_f
grille de charge d'espace (ou de champ) (anode située entre le filament et la grille de commande). . . C, V_c, I_c
grille (de commande). . . . . G, V_g, I_g
grille-écran (anode située entre la grille de commande et la plaque) . . . . . E, V_e, I_e
grille d'arrêt (cathode située immédiatement avant la plaque) . . . . . A, V_a, I_a
plaque . . . . . P, V_p, I_p

(Pour toutes ces électrodes V et I sont les tensions et courants moyens).

Lampes chauffées en courant alternatif.

Les filaments à oxydes ont fourni la solution tant cherchée du problème de l'alimentation des filaments en courant alternatif. La basse température de la cathode est en effet très avantageuse. D'après la formule de Richardson, le courant de saturation $Is = A\sqrt{T}\ e^{-\frac{B}{T}}$ est une fonction très rapidement croissante de la température ; sa dérivée $\frac{dIs}{dT}$ est encore une fonction croissante de la température. Les variations de courant dues aux variations de température sont donc proportionnellement d'autant plus faibles que la température moyenne est plus petite.

Des multiples systèmes qui furent imaginés ne subsistent guère que les filaments à faible tension et les cathodes à chauffage induit. La première

Digitized by Google

méthode revient à augmenter l'inertie calorifique en utilisant un filament gros et court, et même parfois plusieurs filaments en parallèle. On a ainsi réalisé des filaments fonctionnant sous 2v, 1v,5 et même 0v,6 (Dario-Réseau Radiotechnique). Une prise médiane sur le filament lui-même permet dans certains types d'effectuer le retour du circuit de grille en un point à potentiel fixe.

Les lampes à chauffage induit paraissent la solution parfaite au point de vue théorique. La séparation des circuits de chauffage et de cathode est complète. En effet la cathode est constituée par un bâtonnet isolant creux recouvert de métal et d'oxydes, chauffé par un filament en « épingle à cheveux ». L'inertie calorifique est énorme. La mise au point a soulevé de considérables difficultés mais le résultat les compense largement. En France ces lampes sont présentées par la C^ie^ des Lampes (Métal-Secteur, 2v — 1a, 75) et la Société Philips (Miniwatt-Réseau, 4 — 0a,9). En général le courant de saturation dépasse largement les valeurs nécessaires et peut atteindre une centaine de milliampères malgré le mauvais rendement calorifique du système. La grosseur de la cathode permet de diminuer ρ comme vous l'a montré M. Jouaust. Malgré la complication de construction, des lampes à grille-écran ont pu être réalisées sur ce principe.

Choix des tubes suivant leurs usages.

Nous allons maintenant examiner les différentes applications des lampes et quelles sont les constantes appropriées à chaque emploi.

Les divers modes de liaison entre étages d'amplification peuvent se classer en deux groupes : l'amplification dite « apériodique » que nous appellerons *uniforme*, et l'amplification *sélective*. Du premier type sont les liaisons à résistances, à « self », à transformateurs basse-fréquence téléphoniques ; l'amplification sélective est fournie par les circuits bouchons et les transformateurs accordés. La valeur de la fréquence à amplifier n'a guère d'influence sur le choix de la lampe, jusqu'à certaines limites que nous signalerons. Mais, en pratique (sauf pour l'étude des parasites), l'amplification en haute fréquence est très sélective, et dans les récepteurs radiotéléphoniques on cherche à rendre l'amplification en basse-fréquence aussi uniforme que possible. Comme ces récepteurs sont beaucoup plus répandus que les autres (et souvent moins bien ajustés), c'est cette répartition que nous adopterons, quitte à signaler les exceptions.

Amplification en haute fréquence.

Considérons donc un étage d'amplification de haute-fréquence. Il

Digitized by Google

est très généralement constitué par un circuit bouchon ; d'ailleurs le cas du transformateur accordé peut se ramener assez facilement au premier, qui est plus simple. Lorsque le circuit est accordé sur l'onde à recevoir, nous pouvons le considérer comme une résistance élevée ($R = \frac{L}{R'C}$). On semble donc être ramené au cas de l'amplificateur à résistances. L'amplification en volts obtenue serait donc, comme nous le verrons plus loin $a = \frac{K}{1+\frac{\rho}{R}}$, R étant la résistance apparente du circuit. L'amplification étant proportionnelle à K on a avantage à augmenter ce facteur. Mais il se trouve qu'en l'augmentant on agit de même fatalement pour ρ. Dans ces conditions il faut diminuer autant que possible $\frac{\rho}{R}$, donc avoir une grande résistance apparente du circuit. On admet souvent qu'il existe une valeur optimum égale à la résistance interne. Cette idée vient de la considération de la puissance alternative maximum mise en jeu dans le circuit. On arrive en effet à l'expression $\frac{W_m}{V_g^2} = \frac{K^2}{2} \cdot \frac{R}{(R+\rho)^2}$ qui est maximum pour $R = \rho$. Or, il y a peut-être amplification de puissance et non de tension uniquement, car il y a consommation d'énergie dans les circuits de grille, à cause des capacités internes ; mais alors la résistance R est composée de la résistance apparente du circuit bouchon et de celle du circuit de grille suivant en parallèle. Quant à la condition $R = 2\rho$ admise par certains auteurs [12] elle n'intervient que dans le calcul de la puissance maximum obtenue *sans distorsion*, comme nous le verrons plus loin ; elle ne s'applique pas ici. Il serait d'ailleurs intéressant que toute cette question soit approfondie. Quoiqu'il en soit, on voit que la résistance apparente des circuits utilisés doit être au moins de l'ordre de la résistance interne ; cette condition est assez difficile à réaliser, tout au moins sans réaction. La réaction est à proscrire parce qu'elle augmente trop l'acuité des courbes de résonance. Dans tous ces raisonnements nous avons laissé de côté l'influence des capacités ; elle est bien loin d'être négligeable [6] [16,] mais ne modifie pas sensiblement nos conclusions sur le choix des tubes.

Quelles sont les constantes des lampes appropriées à ces montages ? Les triodes atteignent les valeurs 25/25 ou 35/60. Les premiers donnent de bons résultats grâce à leur pente ; leur coefficient d'amplification n'est pas assez élevé pour que leur capacité grille-plaque joue un rôle inaccep-

Digitized by Google

table. Le second type n'est, au contraire, utilisable que parce que la capacité a été artificiellement réduite ; on a simplement constitué la plaque par un petit rectangle assez éloigné de la grille, et sa connexion sort par une corne ; un écran relié au filament entoure l'ensemble des électrodes ; la capacité serait ainsi réduite à 0,3μμF au lieu de 5μμF par exemple. Mais leur forte résistance interne limite souvent leur efficacité. Remarquons en passant qu'il n'est pas nécessaire, en haute-fréquence, d'avoir des caractéristiques très rectilignes parce que l'amplitude des tensions et courants reste très faible. La plupart des lampes utilisées travaillent dans le coude.

Le tube théoriquement idéal pour l'amplification à résonance est la lampe à grille-écran. Elle permet de disposer de coefficients d'amplification gigantesques et sa capacité grille-plaque, étant infime, ne produit pas de couplage parasite. Malheureusement la résistance interne est trop élevée pour que les circuits normaux puissent s'adapter à de telles valeurs. En effet les caractéristiques courantes, en France par exemple, sont 150//150 (Philips A 442, Métal DZ 2), 200//500 (Métal à Grille-Ecran, 1000//600 (Philips E 442). Or une résistance apparente de 70.000ω sur 400 m. pour fixer les idées, est presque une limite ;on voit que l'amplification réelle est bien diminuée. Il arrive même dans certains cas qu'en remplaçant brutalement un triode par un tel tube, l'amplification obtenue paraît plus faible. C'est que la première lampe introduisait un couplage réactif par sa capacité, couplage supprimé par la grille-écran. Il semble donc que l'on soit limité dans la voie des progrès par la trop grande résistance interne. La seule solution pour la réduire, sans filaments inadmissibles, est d'ajouter une grille de charge d'espace. Ceci permet d'ailleurs d'abaisser les tensions d'anodes ; Barthélemy [12] indique à ce sujet les constantes 50//35 avec les tensions $V_c = 15^v$, $V_e = 30^v$, $V_p = 80^v$. Les tensions normales des lampes à grille-écran sont $V_e = 75^v$, $V_p = 150^v$.

Signalons que l'amplification par l'intermédiaire de filtres ou de circuits à résonance série peut amener à des conclusions toutes différentes. Le choix des lampes dépend alors des cas, mais en général une faible résistance interne convient.

Amplification en basse-fréquence, à résistances.

L'amplification en basse-fréquence doit être, nous l'avons dit, aussi uniforme que possible, pour la réception téléphonique (et nous ne parlons pas de la télévision!). Elle s'effectue par deux méthodes principales : la liaison par résistances, et la liaison par transformateur.

Digitized by Google

L'amplificateur à résistances et capacité a longtemps été considéré comme uniforme par définition. C'était assez exact pour les lampes et résistances employées jadis, qui donnaient d'ailleurs une amplification

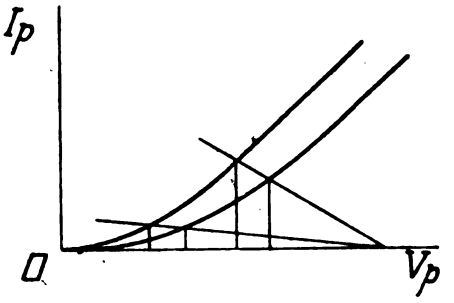


Fig. 6

minime. A l'heure actuelle on peut obtenir de grandes amplifications par étage grâce aux lampes spéciales, mais l'uniformité exige quelques précautions. La formule qui donne la valeur de l'amplification est $\alpha = \frac{K}{1 + \frac{\rho}{R}}$ (1)

Cette amplification se rapproche d'autant plus de sa limite K que R est plus grand. Deux raisons s'opposent à l'augmentation de cette résistance : la chute de tension continue et la perte par capacité. La chute de tension oblige à augmenter la tension de la batterie de plaque, sous peine de tomber dans les parties très courbées des caractéristiques. (fig. 6). Une valeur de 1 à 2 MΩ semble être un maximum pratique nécessitant déjà environ 150v. Les pertes par capacité sont beaucoup plus restrictives [17] [18] [19]. Si l'on examine le schéma d'un étage d'amplification à résistances (fig. 7), on voit tout de suite que des capacités multiples sont en présence : capacité plaque-filament de la première lampe en parallèle sur la résistance extérieure, capacité de liaison, capacité grille-filament de la seconde en parallèle sur la résistance de fuite de grille, capacité grille-plaque de cette lampe Si la capacité de liaison est grande, on peut négliger sa réactance même aux fréquences les plus basses de la gamme et le schéma se ramène

(1) En effet la tension appliquée à l'ensemble des résistances interne et extérieure est KVg (fig. 8), d'où le courant $\frac{KVg}{R + \rho}$; la tension amplifiée Vs recueillie aux bornes de la résistance a pour valeur R. $\frac{KVg}{R + \rho}$ d'où $\alpha = \frac{Vs}{Vg} = \frac{KR}{R + \rho} = \frac{K}{1 + \frac{\rho}{R}}$.

Digitized by Google

à une résistance unique de liaison sur laquelle sont en parallèle la capacité plaque-filament du premier tube et la capacité d'entrée du second. (fig. 8). Ceci fait, à cause de la résistance interne, que l'amplification décroît lors-

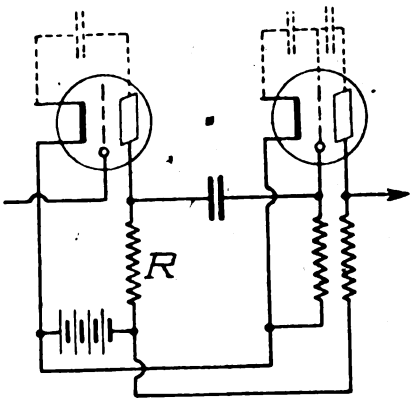


Fig. 7

que la fréquence s'élève. Si R_1 et C sont les résistance et capacité réduites, nous aurons $\alpha' = \frac{K}{1+\sqrt{\frac{\rho^2}{R_1^2}+\rho^2 C^2\omega^2}}$ au lieu de $\frac{K}{1+\frac{\rho}{R}}$ puisque l'impédance du circuit de charge est $\frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R_1^2}+C^2\omega^2}}$. On voit que le terme supplémentaire $\rho^2C^2\omega^2$ sera important si ρ et C le sont. Or les lampes utilisées ont de grandes résistances internes, d'autant plus que la chute de tension continue les fait

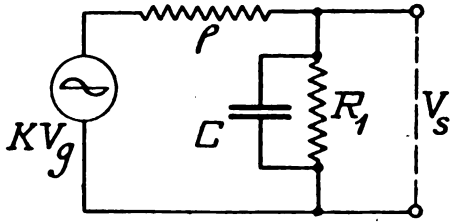


Fig. 8

généralement fonctionner dans les parties courbes. Quant à C, elle est constituée de 3 termes : les capacités plaque-filament et grille-filament, et la capacité équivalente introduite entre grille et filament par l'effet de la capacité grille-plaque ; cet effet peut-être considérable. On sait [20] [21] que la capacité supplémentaire, lorsqu'une résistance R' est dans le

Digitized by Google

circuit de plaque, est donnée par $\left[\frac{K}{1+\frac{\rho}{R'}}+1\right] C_{gp}$ qui tend vers $(K+1)\,C_{gp}$ lorsque la résistance R' est élevée. Comme K atteint souvent 30 et parfois 50 la capacité résultante arrive à porter l'ensemble des capacités parasitesà quelques centaines de $\mu\mu F$. C'est un véritable court-circuit pour les fréquences élevées. Cela nous amène aux précautions suivantes : les résistances internes et extérieures ne seront pas trop grandes ; les coefficients d'amplification et les capacités internes des lampes suivantes resteront faibles.Cela est réalisé en général par la lampe finale (sauf avec les trigrilles). Les résistances bobinées peuvent également introduire une réactance dont il y a lieu de tenir compte.

Les lampes utilisées normalement pour cet usage ont pour constantes moyenne 25/25 avec des résistance de plaque de 200.000ω environ. On avait employé précédemment des tubes allant jusqu'à 50/150, valeurs plutôt trop fortes. C'est que la résistance interne croît beaucoup plus vite que le coefficient d'amplification. Les lampes à grille-écran qui

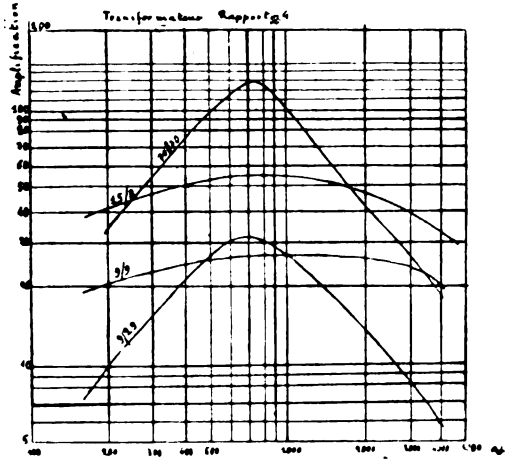


Fig. 9

paraîtraient très intéressantes à cause de leur grand coefficient deviennent inutilisables par suite de la trop grande résistance et de leur capacité plaque-écran, qui est considérable, et s'ajoute à la capacité plaque-filament Cela explique l'insuccès rencontré pour la haute-fréquence. Le procédé rappelé par M. Jouaust, basé sur la résistance négative dans le « crochet » se montre extrêmement délicat et instable (fig. 3) ; il ne pourrait être

Digitized by Google

justifié que pour des tensions alternatives très faibles car la portion utilisable des caractéristiques est courte. Un procédé plus intéressant (question uniformité mise à part peut-être) consiste à monter la lampe en lampe à grille de charge d'espace [8] ; les constantes que nous avons indiquées plus haut (70//70) sont bien appropriées et la chute de tension assez faible ; les pertes des fréquences aiguës se trouvent également réduites.

L'amplificateur à courant continu, cas particulier de la liaison par résistances, est souvent employé pour une fréquence très basse ou même « nulle ». Dans ce cas on peut beaucoup augmenter K, ρ et R sans inconvénient. Si la constante de temps n'a pas d'importance on peut aller jusqu'aux limites, en réunissant par exemple les deux grilles d'une lampe à grille-écran, ou en modifiant notablementla tension de l'écran, ce qui dans les deux cas élève énormément K et ρ. Des amplifications de plusieurs centaines de fois par étage peuvent ainsi être obtenues facilement [22].

Amplification en basse-fréquence par transformateur.

Les amplificateurs de basse-fréquence à transformateurs se montent avec des lampes à faible résistance interne s'ils doivent avoir une amplification uniforme [21] [23] [24]. Il faut en effet que la résistance interne amortisse le transformateur pour aplatir les pointes de résonance qui pourraient se produire ; il serait intéressant que cette résistance soit nettement inférieure à la résistance équivalente du transformateur *chargé.* On a obtenu un résultat satisfaisant en abaissant ρ dans les environs de 8.000ω. La figure 9 relevée au Laboratoire National de Radioélectricité par les soins de M. Galle montre l'effet du changement de résistance interne sur la courbe d'amplification d'un transformateur ; celui-ci a des caractéristiques très banales et un rapport de transformation voisin de 4. On voit qu'une lampe ordinaire 9 /29 fournit une pointe de résonance très marquée vers 700 p : s, une lampe à oxydes dont le coefficient K est le même mais dont la résistance interne n'a plus que 9.000ω donne une amplification presque uniforme entre 300 et 3.000 p : s. Pour avoir l'amplification maximum, il importe d'avoir un coefficient d'amplification élevé. On a ainsi construit deux types principaux de lampes pour transformateurs : 9 /8 et 15 /8. La figure 12 comprend également la courbe obtenue avec une lampe 15 /8. L'amplification est considérable mais on remarque que, par rapport à la courbe 9 /9, l'amplification baisse plus vite dans les fréquences aiguës. Est-ce un hasard ? Je ne le crois pas ! Ce phénomène doit être dû à l'influence de la capacité d'entrée de la lampe. Cette capacité est en effet impor-

Digitized by Google

tante parce que la capacité grille-plaque et le coefficient d'amplification le sont l'un et l'autre. Il faut donc prendre garde à la capacité d'entrée et choisir lampes et transformateurs en conséquence. Nous reverrons ceci pour les lampes de puissance. Ne pas oublier, non plus, que les caractéristiques sont nécessairement rectilignes sur une longueur assez importante car les variations de tension peuvent atteindre plusieurs volts.

Si l'on reçoit de la télégraphie le problème devient tout différent et l'on a intérêt à avoir une amplification de basse fréquence sélective. Les conclusions sont alors sensiblement celles auxquelles nous sommes arrivés pour la haute-fréquence : K et ρ doivent être grands. Même sans utiliser des circuits résonants, avec des transformateurs à grand rapport de transformation, on obtient des résultats intéressants. Une lampe 25/25 ou 35/60 sur le transformateur de la figure 12 donnerait une pointe assez aiguë dépassant 40. Et la lampe à grille-écran ? Sa résistance est trop élevée pour que l'on puisse négliger le rapport $\frac{\rho}{R}$ à la résonance et l'amplification n'est pas très grande. Mais si on la monte en lampe à grille de charge d'espace avec par exemple Vc = 25v, Vp = 150v les valeurs 70//70 fournissent une pointe atteignant 130 et une acuité intéressante. Les capacités des tubes et la courbure de leurs caractéristiques n'ont plus ici aucun inconvénient.

Amplification finale.

La dernière lampe de l'amplificateur basse-fréquence possède des propriétés très spéciales car c'est elle qui attaque l'organe acoustique, casque ou haut-parleur. Si l'on écoute au casque de la télégraphie, il est bon d'utiliser un tube à grand coefficient d'amplification, 15/8 ou 25/25 ; peut-être la lampe à grille de champ 70//70 se montrerait-elle intéressante. Pour la téléphonie, une lampe de faible puissance, judicieusement polarisée, donne de bons résultats.

L'emploi du haut-parleur pose le problème de l'amplification de puissance sans distorsion. Cette question a déjà été traitée ici [25] [26], je ne ferai qu'en rappeler les points essentiels. Deux conditions primordiales déterminent le choix des tubes : les caractéristiques doivent être rectilignes et la grille ne jamais devenir positive. La polarisation de grille nécessaire sera donc au moins égale à l'amplitude de la tension musicale appliquée, qui peut atteindre plusieurs dizaines de volts ; il faut que les parties rectilignes se prolongent jusqu'à des tensions négatives au moins égales à deux

Digitized by Google

justifié que pour des tensions alternatives très faibles car la portion utilisable des caractéristiques est courte. Un procédé plus intéressant (question uniformité mise à part peut-être) consiste à monter la lampe en lampe à grille de charge d'espace [8] ; les constantes que nous avons indiquées plus haut (70//70) sont bien appropriées et la chute de tension assez faible ; les pertes des fréquences aiguës se trouvent également réduites.

L'amplificateur à courant continu, cas particulier de la liaison par résistances, est souvent employé pour une fréquence très basse ou même « nulle ». Dans ce cas on peut beaucoup augmenter K, ρ et R sans inconvénient. Si la constante de temps n'a pas d'importance on peut aller jusqu'aux limites, en réunissant par exemple les deux grilles d'une lampe à grille-écran, ou en modifiant notablementla tension de l'écran, ce qui dans les deux cas élève énormément K et ρ. Des amplifications de plusieurs centaines de fois par étage peuvent ainsi être obtenues facilement [22].

Amplification en basse-fréquence par transformateur.

Les amplificateurs de basse-fréquence à transformateurs se montent avec des lampes à faible résistance interne s'ils doivent avoir une amplification uniforme [21] [23] [24]. Il faut en effet que la résistance interne amortisse le transformateur pour aplatir les pointes de résonance qui pourraient se produire ; il serait intéressant que cette résistance soit nettement inférieure à la résistance équivalente du transformateur *chargé*. On a obtenu un résultat satisfaisant en abaissant ρ dans les environs de 8.000ω. La figure 9 relevée au Laboratoire National de Radioélectricité par les soins de M. Galle montre l'effet du changement de résistance interne sur la courbe d'amplification d'un transformateur ; celui-ci a des caractéristiques très banales et un rapport de transformation voisin de 4. On voit qu'une lampe ordinaire 9/29 fournit une pointe de résonance très marquée vers 700 p : s, une lampe à oxydes dont le coefficient K est le même mais dont la résistance interne n'a plus que 9.000ω donne une amplification presque uniforme entre 300 et 3.000 p : s. Pour avoir l'amplification maximum, il importe d'avoir un coefficient d'amplification élevé. On a ainsi construit deux types principaux de lampes pour transformateurs : 9/8 et 15/8. La figure 12 comprend également la courbe obtenue avec une lampe 15/8. L'amplification est considérable mais on remarque que, par rapport à la courbe 9/9, l'amplification baisse plus vite dans les fréquences aiguës. Est-ce un hasard ? Je ne le crois pas ! Ce phénomène doit être dû à l'influence de la capacité d'entrée de la lampe. Cette capacité est en effet impor-

Digitized by Google

tante parce que la capacité grille-plaque et le coefficient d'amplification le sont l'un et l'autre. Il faut donc prendre garde à la capacité d'entrée et choisir lampes et transformateurs en conséquence. Nous reverrons ceci pour les lampes de puissance. Ne pas oublier, non plus, que les caractéristiques sont nécessairement rectilignes sur une longueur assez importante car les variations de tension peuvent atteindre plusieurs volts.

Si l'on reçoit de la télégraphie le problème devient tout différent et l'on a intérêt à avoir une amplification de basse fréquence sélective. Les conclusions sont alors sensiblement celles auxquelles nous sommes arrivés pour la haute-fréquence : K et ρ doivent être grands. Même sans utiliser des circuits résonants, avec des transformateurs à grand rapport de transformation, on obtient des résultats intéressants. Une lampe 25/25 ou 35/60 sur le transformateur de la figure 12 donnerait une pointe assez aiguë dépassant 40. Et la lampe à grille-écran ? Sa résistance est trop élevée pour que l'on puisse négliger le rapport $\frac{\rho}{R}$ à la résonance et l'amplification n'est pas très grande. Mais si on la monte en lampe à grille de charge d'espace avec par exemple Vc = 25v, Vp = 150v les valeurs 70//70 fournissent une pointe atteignant 130 et une acuité intéressante. Les capacités des tubes et la courbure de leurs caractéristiques n'ont plus ici aucun inconvénient.

Amplification finale.

La dernière lampe de l'amplificateur basse-fréquence possède des propriétés très spéciales car c'est elle qui attaque l'organe acoustique, casque ou haut-parleur. Si l'on écoute au casque de la télégraphie, il est bon d'utiliser un tube à grand coefficient d'amplification, 15/8 ou 25/25 ; peut-être la lampe à grille de champ 70//70 se montrerait-elle intéressante. Pour la téléphonie, une lampe de faible puissance, judicieusement polarisée, donne de bons résultats.

L'emploi du haut-parleur pose le problème de l'amplification de puissance sans distorsion. Cette question a déjà été traitée ici [25] [26], je ne ferai qu'en rappeler les points essentiels. Deux conditions primordiales déterminent le choix des tubes : les caractéristiques doivent être rectilignes et la grille ne jamais devenir positive. La polarisation de grille nécessaire sera donc au moins égale à l'amplitude de la tension musicale appliquée, qui peut atteindre plusieurs dizaines de volts ; il faut que les parties rectilignes se prolongent jusqu'à des tensions négatives au moins égales à deux

Digitized by Google

fois la valeur précédente. Ceci posé, comment choisir la résistance de charge? Avec les triodes la résistance interne ne peut être que faible, car pour avoir un débit important, on est amené à diminuer r, ρ et K suivent cette diminution. On descend ainsi jusqu'à 800ω (lampe Métal E 20). Il est d'ailleurs possible en partie d'adapter les circuits par un transformateur. On admet que la résistance donnant le maximum de puissance est égale à 2ρ [14]

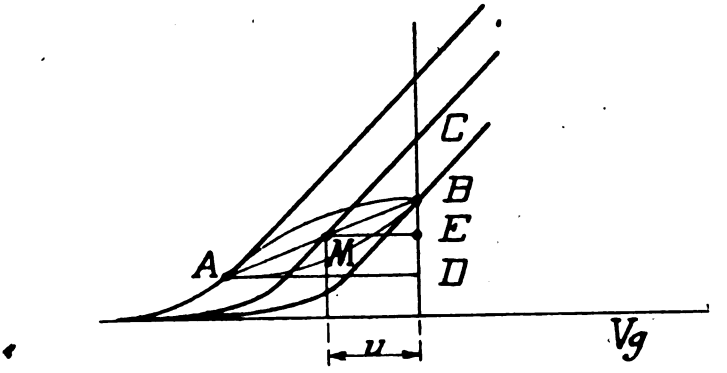


Fig. 10

[25[[27] (fig. 10). Soit AB la caractéristique dynamique envisagée dont le point moyen est M, MC la caractéristique statique moyenne ; la tension efficace appliquée à la résistance d'utilisation est $V_e = \frac{\rho \cdot BC}{\sqrt{2}}$ et l'intensité efficace $I_e = \frac{BE}{\sqrt{2}} = \frac{BD}{2\sqrt{2}}$; lapuissance s'écrit donc $W = \frac{\rho}{4} BC.BD$; $BC + BD = CD$ étant constant lorsque R change, le maximum de W est obtenu pour $BC = BD$; d'où $R = \frac{V_e}{I_e} = \frac{\rho \cdot BC}{\frac{1}{2} BD} = 2\rho$. Mais cela suppose que le circuit de charge s'assimile à une résistance pure ce qui est faux, et d'ailleurs elle varie avec la fréquence. Aussi prend-on en général R de l'ordre de 4ρ. [27] [28]. Il est, en fait, fort délicat de raisonner sur ces circuits où tout varie,même K et ρ !

Les valeurs courantes sont 6/4, 9/5 ou surtout 5/2 ; ces dernières donnent une puissance importante ($V_g = 15^v$, $V_p = 150^v$, $I_p = 15^{mA}$). Le courant de saturation est de l'ordre de 50 mA ,pour un courant de chauffage de 150mA, soit le tiers ! L'influence du courant électronique sur le filament ne peut pas être négligée. Pour l'amplification de grande puissance, les cons-

Digitized by Google

tructeurs ont mis au point des lampes plus grosses fonctionnant sous 400 à 500v et pouvant fournir jusqu'à 5 watts de courant amplifié sans distorsion avec des circuits bien étudiés (CL 1257, UX 250).

Les pentodes fonctionnent d'une façon fort différente. Si leur écran était parfait la caractéristique dynamique serait confondue avec la caractéristique statique. On en déduit souvent que la puissance est 4 fois plus grande que dans le cas précédent, par des procédés assez contradictoires puisqu'on y met en évidence ρ alors qu'on l'a supposé infini ! Leur véritable originalité tient en ce que $\frac{K^2}{\rho}$ est très élevé (par exemple 150 au lieu de 15), ainsi que, et surtout, leur résistance interne (de 30.000 à 60.000ω). On peut s'arranger pour qu'elle reste toujours grande vis-à-vis de l'impédance du haut-parleur. Comme ces deux quantités se composent sensiblement à angle droit, leur résultante n'est que peu supérieure à ρ et varie donc peu en fonction de la fréquence. Par exemple [15] un pentode de 33.000ω sur un haut-parleur de 2.000ω, dont l'impédance est de 2.200ω à 100 p : s et 40.000ω à 3.000 p : s, donne des impédances totales de 35.000ω et 83.000ω,

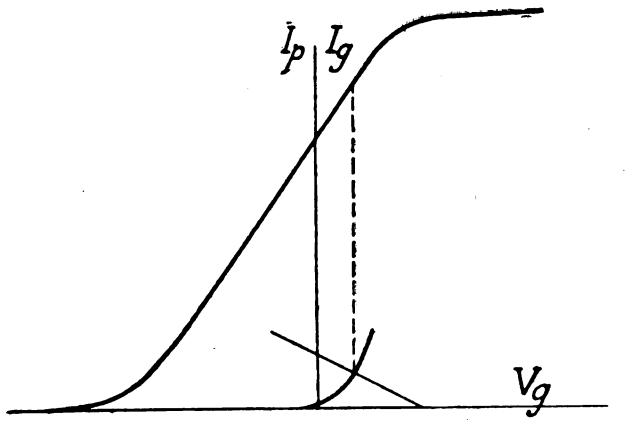


Fig. 11

alors qu'un triode de 3.000ω donnerait 5.700ω et 57.000ω. Le haut-parleur fonctionne sensiblement à courant constant ; la fidélité y gagne grandement.

Ceci n'est possible que grâce à la grille d'arrêt qui supprime le crochet des lampes à grille-écran. Si l'on relève les courbes avec des tensions Va décroissantes, on voit le crochet diminuer en reculant vers l'origine, et disparaître pour Va = 4v, c'est-à-dire pour la grille d'arrêt réunie au fila-

Digitized by Google

ment [14]. Pour des commodités d'emploi on réunit A au milieu du filament à l'intérieur de l'ampoule (Va = 2v). Les caractéristiques varient de 60///35 à 100///55 avec les valeurs normales Vg = — 15v, Ve = 150v, Va = 2v, Vp = 150v, Ip = 15mA et un courant de saturation supérieur à 50 mA.

Ces lampes sont particulièrement bien appropriées aux haut-parleurs électrodynamiques qui présentent une faible impédance. Il y a cependant lieu de prendre garde à leur grande capacité d'entrée due au grand coefficient d'amplification et à la disposition des électrodes.

Détection.

La fonction détectrice est très spéciale ; mais les tubes utilisés n'ont rien de bien particulier, car il est difficile d'agir sur la courbure des caractéristiques. Cependant si la lampe détecte par la grille devant un transformateur, on choisira une petite résistance interne pour les raisons expliquées plus haut ; la pente sera aussi grande que possible pour mieux utiliser les variations de tension grille provenant de la détection (fig. 11) Les valeurs convenables sont 9/8 et surtout 15/8.

Pour la liaison par résistance et la détection par la plaque, le tube sera analogue à ceux de l'amplification à résistances.

Conclusion.

Les lampes modernes se groupent en types nettement définis et les nombreux types intermédiaires actuels tendront prochainement à disparaître. Nous aurons probablement les répartitions suivantes : puissance 5/2 à 9/5 ; détection et amplification basse-fréquence à transformateurs 9/8 à 15/8 ; amplification à résonance ou à résistances 25/25 à 35/60.

Les lampes à grille-écran et les pentodes se répandront certainement. Dans l'avenir il ne semble pas qu'on puisse beaucoup gagner sur les premières à cause de leur résistance trop élevée ; la trigrille donnera peut-être une amélioration. Pour les autres lampes, les pentes et les puissances sont encore susceptibles de beaux progrès.

B. DECAUX.

Note. — Je tiens à remercier ici très vivement les constructeurs de lampes (Fotos, Métal, Philips, Radiotechnique), qui ont bien voulu me fournir des échantillons de leurs nouveaux modèles, et particulièrement des tubes à ampoule claire montrant le montage intérieur.

B. D.

Digitized by Google

BIBLIOGRAPHIE

1. — GUTTON (C.). — La lampe à 3 électrodes. — Presses Universitaires de France.
2. — GROSZKOWSKI (J.). — Les lampes à plusieurs électrodes. — Chiron.
3. — DECAUX (B.). — Réflexions sur quelques tubes à vide modernes. — *T. S. F. Moderne*, août 1928.
4. — DELLINGER (J. H.). — Notations pour les circuits des tubes électroniques. — *Radio-Review*, septembre 1921.
5. — BARKHAUSEN (H.). — Tubes électroniques. — Hirzel, Leipzig.
6. — BEDEAU et DE MARE. — Étude de la méthode de Beatty pour la mesure de l'amplification d'un étage à résonance. — *Onde Electrique*, mai 1929.
7. — DECAUX (B.). — Un abaque de classification pour les triodes de réception. — *Onde Electrique*, janvier 1929.
8. — WARNER (J. C.). — Caractéristiques et applications des tubes à 4 électrodes. — *Proc. Inst. of Rad. Eng.*, août 1927.
9. — DECAUX (B.). — Utilisation des lampes à 4 électrodes. — *Onde Electrique* ,janvier 1927.
10. — WILLIAMS (N. H.). — La lampe à grille-écran. — *Proc. Inst. of Rad. Eng.*, juin 1928.
11. — BRAIN (B. C.). — Théorie approchée de la lampe à grille-écran. — *Experimental Wireless*, avril 1928.
12. — BARTHELEMY (R.). — Le poste à 4 lampes sur cadre de 20 cm. — *T. S. F. Moderne*, janvier 1929.
13. — PAGE (W. I. G.). — Le Pentode. — *Wireless World*, 4 juillet 1928.
14. — TELLEGEN (B. D. H.). — Le problème du dernier étage d'amplification. — *Zeitschrift fur Hochfrequenz-Technik*, juin 1928.
15. — MC LACHLAN (N. W.). — L'étage de sortie et le pentode. — *Wireless World*, 11-18-25 juillet 1928.
16. — BEATTY (R. T.). — La stabilité de l'amplificateur de haute-fréquence à circuits de grille et de plaque accordés. — *Experimental Wireless*, Janvier 1928.
17. — SOWERBY (A. L. M.). — La perte des notes élevées dans les amplificateurs à résistances. — *Wireless World*, 19 février, 7 et 14 mars 1928.
18. — HARTSHORN. — Capacité entre électrodes et amplificateur à résistances. — *Expérimental Wireless*, août 1928.
19. — VON ARDENNE (M.) et STOFF (W.). — Calcul de la capacité apparente dans les amplificateurs à résistances. — *Zeitschrift fur Hochfrequenz-Technik*, septembre1927
20. — MILLER (J. M.). — Influence de la charge du circuit de plaque sur l'impédance d'entrée. — *Scient. Papers of the Bureau of Standards*, n° 315, novembre 1919.
21. — JOUAUST (R.). — Les transformateurs intermédiaires en basse-fréquence. — *Onde Electrique*, octobre 1928.
22. — JOUAUST (R.) et DECAUX (B.). — Note sur quelques perfectionnements des amplificateurs à courant continu. — *Onde Electrique*, juillet 1928.
23. — REPPICH (H.). — Sur l'amplification basse-fréquence par transformateurs. — *Zeitschrift fur Hochfrequenz-Technik*, juillet 1928.
24. — THOMSON (J. M.). — Transformateurs basse-fréquence. — *Proc. Inst. of Rad. Eng.*, août 1927.
25. — KELLOG. — Construction d'amplificateurs de puissance sans distorsion. — *Onde Electrique*, nov. et déc. 1925.
26. — CLAVIER et PODLIASKY. — Sur les amplificateurs de puissance sans distorsion. — *Onde Electrique*, février 1927.
27. — WARNER (C. R.), SUTHERLIN (L.), UPP (C. B.). — Une nouvelle lampe de puissance. — *Proc. Inst. of Rad. Eng.*, avril 1928.
28. — FORTSMANN (A.). — Au sujet de l'amplification de puissance dans distorsion. — *Zeitschrift fur Hochfrequenz-Technik*, février 1928.

Digitized by Google

Digitized by Google

LES EFFETS SECONDAIRES DE LA RÉACTION

par E. FROMY
Docteur ès sciences.

SOMMAIRE. — La pratique met en évidence, dans le fonctionnement d'un poste à réaction, un certain nombre d'anomalies apparentes; en particulier : un récepteur à réaction amplifie mieux les postes faibles que les postes puissants, son fonctionnement à la limite d'accrochage est d'autant moins bon que le circuit oscillant est naturellement plus amorti, enfin tous les dispositifs de réaction ne permettent pas d'obtenir la même amplification.

L'auteur s'est proposé de rechercher les effets secondaires qui sont la cause de ces anomalies; à cet effet, il reprend l'étude complète du fonctionnement d'un circuit récepteur muni de réaction en se plaçant systématiquement dans le cas le plus général, et en éliminant les hypothèses simplificatrices. Les conclusions qualitatives qu'il en tire sont en bon accord avec l'expérience et montrent que les effets observés sont le résultat d'un double déréglage, produit par l'onde incidente, sur les caractéristiques du circuit récepteur : déréglage de l'accord, déréglage de la réaction. L'effet principal est dû au déréglage de la réaction; les phénomènes sont alors identiques à ceux que l'on constate dans un récepteur à réaction sous l'action d'un brouillage, le brouilleur étant ici le poste reçu lui-même.

Dans une prochaine étude, l'auteur se propose d'appliquer ses vues à des cas pratiques.

I. — Préambule.

Parmi les dispositifs d'amplification utilisés dans un récepteur radioélectrique, un des plus employés est sans contredit la réaction, c'est-à-dire l'emploi d'une source locale destinée à compenser par l'apport d'une énergie convenablement répartie les pertes diverses qui amortissent les circuits d'accord. Mais, si ce dispositif est le plus répandu, il semble le moins bien connu, tout au moins pour ce qui concerne les phénomènes secondaires qui l'accompagnent et le perturbent.

Il est accoutumé de dire que la réaction a pour effet d'introduire dans le circuit oscillant récepteur de résistance R une résistance négative de valeur absolue R′ de telle sorte que la résistance apparente du circuit devient :

$$r = R - R'.$$

Tant que R′ est inférieur à R, la résistance apparente r reste positive et est d'autant plus faible que R′ est plus voisine de R; par consé-

Digitized by Google

quent, en poussant la réaction, on diminue l'amortissement du circuit et on augmente l'amplification et la syntonie du système. Si on pousse davantage la réaction, R′ devient supérieur à R et des oscillations s'amorcent dans le circuit.

Ces considérations simples sont commodes dans un exposé et font bien image ; comme elles permettent d'interpréter correctement les grandes lignes du phénomène, il semble que la plupart des auteurs qui se sont occupés de traiter la réaction s'en soient contentés et se soient abstenus d'en pousser plus avant l'étude.

Or, si on examine d'un peu près les résultats fournis par l'expérience et si on les compare à ceux que peut prévoir la théorie simple habituelle, on constate rapidement des anomalies en apparence mystérieuses et des contradictions. En effet, si on se base sur les considérations énoncées plus haut, on arrive logiquement aux conclusions suivantes :

1° Plus la réaction est poussée, tout en restant en dessous de la limite d'accrochage, plus l'intensité de la réception doit être forte ; il ne paraît pas y avoir de limite, l'amplitude pouvant devenir théoriquement infinie et n'étant limitée que par la saturation des lampes.

2° Les propriétés amplificatrices d'un dispositif à réaction doivent être les mêmes pour tous les postes ; autrement dit, ce dernier doit amplifier aussi bien les postes faibles et les postes puissants.

3° Tout dispositif, quel qu'il soit, capable de provoquer l'amorçage d'oscillations dans un circuit oscillant, et pouvant par conséquent l'amener à la limite d'accrochage, peut être utilisé comme dispositif de réaction ; lorsqu'on est réglé près de l'accrochage, tous les dispositifs doivent donner des résultats identiques c'est-à-dire une amplification du même ordre de grandeur.

4° Si on a à sa disposition un organe de réaction, on peut se dispenser de faire usage d'un circuit naturellement peu amorti, car, quelle que soit la valeur de la résistance positive naturelle R du circuit, on peut compenser la perte d'énergie correspondante en poussant la réaction ; dans tous les cas, quel que soit R, on doit, en se plaçant à la limite d'accrochage, trouver la même amplification.

Or, il n'est pas de technicien ou d'amateur radiotélégraphiste qui ne soit persuadé par l'expérience de l'inexactitude absolue des quatre conclusions ci-dessus.

Tout le monde sait que l'on ne peut augmenter indéfiniment l'intensité de la réception en poussant la réaction et que, même au voisinage immédiat du point pour lequel le circuit se met à osciller

Digitized by Google.

spontanément, l'intensité de la réception ne devient pas infinie. On explique couramment ce fait en disant que, par suite de perturbations parasites dans l'état électrique des circuits, le réglage au voisinage immédiat de l'accrochage est instable et que, en pratique, on est obligé de se maintenir relativement loin du point d'amorçage, d'où la limite pratique observée.

Il semble bien que cette interprétation simple, si elle est valable dans certains cas, soit très insuffisante et qu'elle ne serve qu'à nous dispenser d'un examen plus sérieux. En effet, si on se place, par exemple, dans le cas d'un récepteur réglé de façon à avoir une réaction réversible, et si on pousse progressivement cette réaction, on constate tout d'abord que l'intensité de réception augmente, puis tend vers une limite maxima qui paraît atteinte près de l'accrochage, mais avant que des oscillations s'amorcent dans le circuit. Si, à ce moment, on continue à pousser le couplage de réaction, on constate une sorte de palier et l'intensité de la réception ne donne plus l'impression de croître, même au moment où les oscillations spontanées prennent naissance, par conséquent au moment où, théoriquement, la résistance du circuit doit être nulle. On peut à la rigueur expliquer ce palier d'amplification, c'est-à-dire cet étouffement au voisinage de la position de résistance nulle, en disant que, dans ce cas, la constante de temps du circuit devient excessivement grande et que, par suite, l'amplitude des oscillations dans le circuit ne suit plus la modulation de l'onde incidente. Nous verrons plus loin qu'on peut trouver à ce phénomène une explication toute différente et bien plus vraisemblable.

En second lieu, l'expérience montre que le gain obtenu dans la réception est d'autant plus considérable que l'onde reçue est plus faible; c'est-à-dire, en fait, qu'un montage à réaction amplifie mieux les ondes faibles que les ondes fortes et que, dans certaines limites, on peut recevoir avec une même intensité de réception les postes de force moyenne et les postes puissants.

Tout le monde a pu constater également que, en pratique, les divers dispositifs de réaction connus sont loin d'être tous identiques au point de vue de leurs propriétés amplicatrices. En particulier, il est facile de voir que le meilleur type de réaction est obtenu par le montage de la lampe autodyne dans lequel la réaction est effectuée à l'aide d'une bobine placée dans le circuit de plaque de la lampe et couplée avec la bobine du circuit oscillant placée dans la grille. Si on intercale entre le circuit oscillant et la lampe de réaction un ou plusieurs étages d'amplification, les résultats deviennent

Digitized by Google

moins satisfaisants ; par exemple dans un amplificateur à résistances à réaction par compensateur branché entre la grille de la première lampe et la plaque de la quatrième, on sait que le gain d'amplification fourni par la réaction, au voisinage de l'accrochage, est beaucoup moins sensible que dans le cas de la lampe autodyne et parfois même assez douteux.

Enfin, une dernière propriété de la réaction évidente *a priori* au point de vue pratique, est que le fonctionnement est d'autant moins satisfaisant que le circuit d'accord est naturellement plus amorti, même si, par le jeu de la réaction, on peut maintenir le système au voisinage de l'accrochage.

Ces quelques considérations montrent l'insuffisance des hypothèses émises habituellement au sujet du mécanisme de la réaction, dès qu'il s'agit d'interpréter les effets secondaires. Pour cette raison, il nous a paru intéressant de reprendre la théorie de la réaction, en évitant les hypothèses simplificatrices, et d'en pousser la discussion le plus loin possible dans le but d'apporter quelques éclaircissements aux anomalies apparentes que nous venons de signaler.

Nous traiterons tout d'abord le problème dans toute sa généralité sans faire d'hypothèse sur la nature du dispositif de réaction ; puis nous essaierons par la suite d'étudier divers cas usuels et d'en tirer des conclusions pratiques.

II. — Mise en équation du problème.

Considérons un circuit oscillant muni de réaction et que nous supposerons être un circuit de réception soumis à l'action d'une onde incidente créant une force-électromotrice sinusoïdale g.

Quel que soit le dispositif adopté, ce circuit se présente toujours sous la forme schématique de la fig. 1 ; il comprend, une self-induction L, une capacité C, une résistance ordinaire R et une résistance négative N. On connaît plusieurs types de résistance négative, mais, quel que soit ce type, la dite résistance est en réalité constituée par une source dont la propriété essentielle est de créer dans le circuit une force électromotrice e, à chaque instant proportionnelle au courant i et de même sens que lui. Cette propriété exige la réalisation simultanée de trois conditions distinctes :

1° la source de f. é. m. e est synchrone du courant i.

2° La f. é. m. e est de même forme que le courant i et son amplitude est proportionnelle à celle de i.

Digitized by Google

3° Elle est en phase avec lui.

La première condition est toujours et automatiquement réalisée dans tous les types de résistance négative usuels ; par contre les

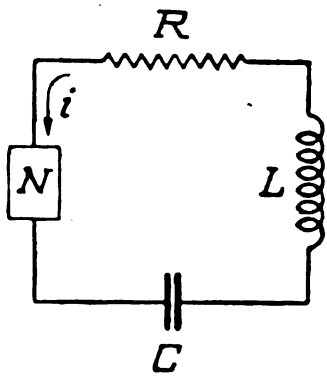


Fig. 1.

deux autres ne le sont pas forcément. Dans ces conditions, on n'a pas le droit d'écrire, comme on le fait le plus souvent pour simplifier les calculs :

$$e = Ni,$$

mais on doit adopter pour représenter la f. é. m. e une fonction plus complexe (1) de la forme :

$$e = f(i) + \varphi\left(\frac{di}{dt}\right)$$

En développant les fonctions composantes $f(i)$ et $\varphi\left(\frac{di}{dt}\right)$ autour du point de fonctionnement, on peut écrire, d'une façon tout à fait générale, l'expression de la f. é. m. de réaction sous la forme :

$$e = f_0 + f_0' i + \frac{1}{2} f_0'' i^2 + \frac{1}{6} f_0''' i^3 + \ldots\ldots$$
$$+ \varphi_0 + \varphi_0' \frac{di}{dt} + \frac{1}{2} \varphi_0'' \left(\frac{di}{dt}\right)^2 + \frac{1}{6} \varphi_0''' \left(\frac{di}{dt}\right)^3 + \ldots\ldots$$

Dans tous les montages de réaction usuels, la f. é. m. de réaction est nulle lorsque le circuit n'oscille pas ($i = 0$) ; on a donc $f_0 = \varphi_0 = 0$. En outre, comme nous avons en vue l'étude des petites ocillations du circuit autour de sa position de repos, on peut, dans une première approximation, arrêter le développement au troi-

(1) Présentation d'un ondemètre-hétérodyne. *O. E.* octobre 1925, p. 433.

Digitized by Google

sième terme et écrire finalement :

$$(1) \qquad e = f'_0 i + \frac{1}{2} f''_0 i^2 + \frac{1}{6} f'''_0 i^3 + \varphi'_0 \frac{di}{dt} + \frac{1}{2} \varphi''_0 \left(\frac{di}{dt}\right)^2 + \frac{1}{6} \varphi'''_0 \left(\frac{di}{dt}\right)^3.$$

Cela étant, considérons le circuit dans son ensemble et écrivons l'équation des oscillations qui y prennent naissance sous l'action de la f. é. m. inductrice g de pulsation ω créée par l'onde incidente. Cette équation prend la forme bien connue :

$$L\frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{c}\int i dt = g + e.$$

Remplaçons e par l'expression (1) et groupons les termes de façon à faire apparaître les puissances paires, il vient :

$$(2) \qquad L\frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{c}\int i dt = g + \frac{1}{2}\left[f''_0 i^2 + \varphi''_0 \left(\frac{di}{dt}\right)^2\right] + \left[f'_0 + \frac{1}{6} f'''_0 i^2\right] i + \left[\varphi'_0 + \frac{1}{6} \varphi'''_0 \left(\frac{di}{dt}\right)^2\right] \frac{di}{dt}.$$

Puisque nous n'avons pas en vue d'examiner l'état électrique du circuit à chaque instant, mais d'analyser son fonctionnement moyen comme oscillateur, c'est-à-dire sur une durée de plusieurs périodes, nous pouvons regarder les trois crochets qui figurent dans le second membre de la relation (2) comme des constantes respectivement égales aux valeurs moyennes de ces crochets. On a donc, en désignant par I l'amplitude du courant et en admettant qu'on a affaire à un courant sinusoïdal :

$$(3) \qquad \begin{cases} \frac{1}{2}\left[f''_0 \overline{i^2} + \varphi''_0 \left(\frac{di}{dt}\right)^2\right] = \frac{1}{4}\left[f''_0 + \varphi''_0 \omega^2\right] I^2 \\ f'_0 + \frac{1}{6} f'''_0 \overline{i^2} = f'_0 + \frac{1}{12} f'''_0 I^2 \\ \varphi'_0 + \frac{1}{6} \varphi'''_0 \left(\frac{di}{dt}\right)^2 = \varphi'_0 + \frac{1}{12} \varphi'''_0 \omega^2 I^2. \end{cases}$$

Le premier crochet représente une force électromotrice continue proportionnelle au carré de l'amplitude I du courant et qui n'est autre que l'effet détecteur ; ce dernier n'intéressant pas les oscillations du circuit, nous le citons pour mémoire mais nous n'en tiendrons pas compte.

L'équation (2) s'écrit alors en tenant compte des relations (3) et

Digitized by Google

en groupant convenablement les termes :

$$(4)\qquad \left[L-\varphi_0'-\frac{1}{12}\varphi_0'''\omega^2 l^2\right]\frac{di}{dt}+\left[R-f_0'-\frac{1}{12}f_0'''l^2\right]i+\frac{1}{c}\int i\,dt=g.$$

Tout se passe donc en définitive comme si le circuit considéré avait une self et une résistance respectivement égales à :

$$(5)\qquad \boxed{\begin{aligned} L' &= L-\varphi_0'-\frac{1}{12}\varphi_0'''\omega^2 l^2 \\ R' &= R-f_0'-\frac{1}{12}f_0'''l^2 \end{aligned}}$$

III. — Discussion.

Ce point étant acquis, examinons le fonctionnement du circuit de la figure 1 en tant que circuit récepteur.

En l'absence de l'onde incidente, on règle le système, à la limite d'accrochage ; la self et la résistance apparentes ont alors respectivement pour valeurs :

$$L_0 = L-\varphi_0',$$
$$R_0 = R-f_0'.$$

Le coefficient f_0' n'est autre que la grandeur qu'on appelle couramment la résistance négative ; le terme φ_0', qui a son origine dans le déphasage de la f. é. m., est la cause de la perturbation introduite dans l'accord par la réaction comme nous l'avons vu antérieurement (1).

Lorsqu'on se propose de recevoir des ondes modulées, par exemple de la téléphonie, on fait en sorte que la résistance R_0 reste positive pour que des oscillations spontanées ne s'amorcent pas, mais on cherche à la rendre aussi petite que possible ; on est limité dans cette voie par des considérations de stabilité, si bien que R_0 ne peut pas être nul et conserve toujours une certaine valeur positive mais petite. Nous n'examinerons que ce cas et nous considérerons dans ce qui suit R_0 comme très petit et positif.

Cela étant, supposons le circuit réglé sur l'onde à recevoir, c'est-

(1) *O. E.* 1925, p. 433.

Digitized by Google

à-dire tel que l'on ait :

$$L_0 C\omega^2 = 1,$$

et faisons agir l'onde incidente. Celle-ci donne naissance à des oscillations forcées d'amplitude I qui réagissent comme nous venons de le voir sur les caractéristiques du circuit ; la self passe de L_0 à L' et la résistance de R_0 à R'.

On voit par là que l'action de l'onde incidente produit deux effets perturbateurs consécutifs :

1° Un déréglage de l'accord.

2° Un déréglage de la réaction.

Déréglage de l'accord.

La variation de longueur d'onde du circuit dépend de la grandeur et du signe du terme

$$\frac{1}{12}\varphi_0'''\omega^2 I^2$$

en général elle est peu importante et passe inaperçue en pratique parce que la variation de self :

$$\Delta L = -\frac{1}{12}\varphi_0'''\omega^2 I^2$$

est faible devant la valeur L_0 de la self au repos.

Le déréglage de l'accord est rigoureusement nul si la dérivée $\varphi_0''' = 0$, ce qui a lieu en particulier si le déphasage de la f. e. m. de réaction par rapport au courant est nul ; si ce déphasage était important, le déréglage deviendrait au contraire appréciable et donnerait alors naissance à un étouffement de la réception analogue à celui que nous verrons plus loin à propos de la variation de résistance. En pratique, cet effet restant toujours faible, nous ne nous y attarderons pas.

Déréglage de la réaction.

Il n'en est plus de même du déréglage de la réaction, car, au voisinage de l'accrochage, la valeur apparente R_0 de la résistance du circuit étant toujours très petite, les variations de cette résistance :

$$\Delta R = -\frac{1}{12} f_0''' I^2,$$

Digitized by Google

même si elles sont faibles, peuvent prendre des valeurs relatives considérables.

Le sens du déréglage apporté à la réaction par l'onde incidente dépend du signe de ΔR, donc de la dérivée f_0'''.

A. — $f_0''' < 0$.

C'est le cas que l'on rencontre le plus souvent en pratique, il il correspond, comme nous le montrerons plus loin, à l'accrochage doux et réversible.

Si la dérivée f_0''' est négative, l'onde incidente a pour effet d'augmenter la résistance moyenne du circuit ($\Delta R > 0$), donc de dérégler la réaction en l'éloignant du point d'accrochage; l'amplitude des oscillations induites dans le circuit est alors diminuée par rapport à ce qu'elle serait en l'absence de la perturbation, ces dernières sont donc étouffées. C'est ce même auto-étouffement qui, agissant sur les oscillations locales, fait que, dans le cas actuel, l'accrochage est doux et réversible.

Cet étouffement des oscillations est d'autant plus marqué, toutes choses égales par ailleurs, que l'amplitude du courant est plus grande, donc l'onde incidente plus puissante, en sorte que les oscillations de grande amplitude sont moins amplifiées que les oscillations de faible amplitude.

Or, en pratique, on reçoit le plus souvent des ondes modulées, c'est-à-dire des ondes dont l'amplitude oscille périodiquement entre deux valeurs, et seules les variations d'amplitude ont un intérêt au point de vue de la réception puisque ce sont elles qui, après détection, donnent naissance aux courants audibles. L'étouffement, croissant lorsque I augmente, aura donc pour effet de réduire les variations d'amplitude par aplatissement des crêtes, donc en définitive l'intensité de la réception, et ce, d'autant plus que la modulation de l'onde incidente est plus profonde.

Nous voyons ainsi apparaître tout naturellement et nous allons pouvoir interpréter les anomalies indiquées en tête de cette étude et que des considérations élémentaires semblaient rendre un peu mystérieuses.

En effet, imaginons que l'on fasse agir sur le circuit récepteur de la figure 1 une onde incidente modulée et réglons ce circuit de façons à recevoir dans les meilleures conditions au voisinage de l'accrochage. Nous savons par ce qui précède que le réglage de la réaction ne se maintient pas fixe au cours de la réception, mais qu'il suit les modulations de l'onde incidente ; la perturbation qui en ré-

Digitized by Google

sulte a pour effet de réduire les variations d'amplitude du courant dans le circuit, donc en définitive le taux de la modulation, et de provoquer, de ce fait, un étouffement de la réception à l'écouteur. Cet étouffement est d'autant plus accentué que la valeur absolue de la dérivée f'_0 est plus grande et la valeur de la résistance apparente R_0 du circuit plus faible, donc en fait que la réaction est plus poussée.

Les conséquences qui découlent immédiatement de cette constatation sont au nombre de quatre :

1° Tout d'abord, puisque l'étouffement augmente à mesure que la réaction est plus poussée, l'intensité de la réception ne peut croître indéfiniment et il s'établit une sorte de freinage qui donne naissance au palier constaté expérimentalement. Lorsqu'on est assez loin de l'accrochage, l'étouffement est peu marqué, l'intensité de la réception augmente tout d'abord lorsqu'on pousse la réaction; puis, à mesure qu'on se rapproche de la position limite, l'étouffement prend une importance de plus en plus grande et vient compenser peu à peu, puis annuler, le bénéfice théorique de la diminution de résistance ; on atteint alors une amplification limite qui se maintient à peu près constante dans toute la zone voisine de la position d'accrochage. La résistance du circuit n'est plus alors constante, et par conséquent jamais nulle, mais oscille périodiquement à la fréquence de la modulation de l'onde incidente et avec une amplitude d'autant plus grande que cette dernière est plus profonde.

Si la réaction est suffisamment poussée, la résistance apparente du circuit peut devenir négative dans les moments où l'onde incidente a une faible amplitude et reprendra une valeur positive lorsque l'amplitude devient grande ; il apparaît alors dans le circuit des oscillations spontanées discontinues qui combinent leurs effets sur le détecteur avec ceux de l'onde incidente pour donner naissance à cette friture nasillarde caractéristique d'une réaction trop poussée et dont on ne peut se débarrasser, même en réglant le récepteur à l'accord exact pour éliminer tout battement audible.

2° Puisque l'étouffement de la réception est d'autant plus important que les oscillations ont une plus grande amplitude, on conçoit sans peine que les qualités amplificatrices d'un circuit à réaction, à la limite d'accrochage, diminuent à mesure que l'onde incidente devient plus puissante ; il en résulte que le palier dont il a été question plus haut, c'est-à-dire la limite pratique d'audition, est à peu près la même quelle que soit l'intensité de l'onde reçue.

On retrouve ainsi très simplement cette propriété pratique bien

Digitized by Google

connue d'un poste à réaction convenablement réglé de fournir une audition à peu près aussi puissante des postes de force moyenne que des postes très puissants et très proches, ou, si l'on veut, de moins bien amplifier comparativement les postes puissants que les postes faibles.

3° Puisque l'étouffement de la réception est fonction de la valeur de la dérivée f'''_0, on conçoit que tous les dispositifs de réaction, réglés avec le même soin à la limite d'accrochage, ne soient pas équivalents et ne donnent pas la même amplification. Ceux pour lesquels f'''_0 est faible donnent une bonne amplification ; les autres, au contraire, donnent naissance à un étouffement d'autant plus considérable que f'''_0 est plus grand.

Un exemple du premier cas est fourni en pratique par le montage simple de la lampe autodyne dans lequel la réaction est obtenue par une bobine intercalée dans le circuit de plaque de la première lampe et couplée assez lâche avec le circuit oscillant. On rencontre le second cas chaque fois que l'on prend l'énergie de réaction après un ou plusieurs étages d'amplification, les perturbations des divers étages combinant leurs actions pour accentuer les effets d'étouffement. Un exemple pratique est fourni par l'amplificateur à résistances dans lequel la réaction est effectuée par un compensateur branché entre la grille de la première lampe et la plaque de la quatrième.

4° Enfin, une dernière conséquence des déductions qui précèdent est que, pour un dispositif de réaction donné, la qualité du fonctionnement d'un récepteur à réaction varie avec la valeur de la résistance positive R du circuit oscillant.

En effet, imaginons que, sans rien changer par ailleurs, on fasse croître la résistance positive R du circuit de la figure 1, et que l'on agisse simultanément sur le couplage de la réaction de façon à maintenir le système à la limite d'accrochage dans les mêmes conditions apparentes. Plus la résistance R sera grande, plus il faudra pousser la réaction, donc augmenter la valeur de la dérivée f'_0, pour que la résistance apparente $R_0 = R - f'_0$ reste constante ; par la même occasion, on fera croître également la valeur de la dérivée f'''_0, donc les phénomènes d'étouffement signalés plus haut.

Il en résulte que, si l'on veut avoir une bonne amplification dans un dispositif à réaction, il faut avoir soin de prendre un circuit oscillant aussi peu amorti naturellement que possible. L'idée admise parfois que, chaque fois qu'on use de réaction, il est loisible de

Digitized by Google

faire usage d'un circuit oscillant assez résistant sous prétexte que l'on peut toujours compenser l'amortissement en poussant la réaction, est donc complètement erronée ; elle ne pourait se défendre que dans le cas où f_0''' serait rigoureusement nul ou dans celui où l'on recevrait des oscillations d'amplitude extrêmement petites. Comme ces deux cas sont rarement réalisés, on a intérêt en pratique à utiliser un circuit oscillant naturellement peu amorti.

B. — $f_0'' > 0$.

Ce cas se rencontre peu en pratique avec les montages ordinaires, mais il peut se trouver réalisé sous certaines conditions et il correspond, comme nous allons le voir, au cas de l'accrochage brusque et irréversible.

Ici, la perturbation créée par l'onde incidente se traduit par une diminution de la résistance apparente du circuit ($\Delta R < 0$), donc un déréglage de la réaction par rapprochement de la limite d'accrochage ; ce déréglage est d'autant plus grand que l'amplitude des oscillations dans le circuit est plus grande.

Si donc on reçoit une onde modulée, la résistance du circuit est modulée également à la fréquence de la modulation de l'onde ; maxima au moment des trous de modulation (amplitudes minima), elle sera minima au moment des crêtes, et d'autant plus petite à ce moment que l'amplitude de la crête sera plus grande. Si cette amplitude dépasse une certaine limite, la résistance du circuit peut devenir nulle, puis négative et des oscillations locales s'amorcent dans le circuit ; celles-ci, venant ajouter leurs effets de brouillage, accentuent le déréglage de la réaction et se maintiennent, une fois amorcées, étouffant la réception, d'où l'irréversibilité de l'accrochage.

Le réglage de la réaction à la limite d'accrochage est donc fixé dans ce cas par les crêtes de la modulation et doit être fait de façon que, au moment des crêtes les plus fortes, le poste n'accroche pas. Dans ces conditions on est obligé de se maintenir assez loin de l'accrochage, c'est-à-dire d'effectuer un très mauvais réglage de la réaction ; seules les crêtes sont alors correctement reçues.

Pour les ondes correspondant aux amplitudes moyennes ou aux trous, la réaction est déréglée et ces ondes sont mal amplifiées.

Dans ce cas, on a donc un phénomène analogue à celui que nous avons constaté plus haut et inverse. Au lieu d'un étouffement des crêtes, d'où diminution du taux de modulation et par suite de la réception, on a un étouffement des trous, les crêtes étant seules

Digitized by Google

bien reçues, d'où une augmentation du taux de modulation et une augmentation de l'intensité de l'écoute.

Ce gain est d'ailleurs plus apparent que réel, car, en pratique on est obligé de rester loin des conditions optima si on veut de la stabilité et en moyenne le réglage est très mauvais ; les résultats en définitive ne sont pas supérieurs à ceux que donne le montage ordinaire ($f_0''' < 0$). De plus le déréglage systématique de la réaction imposé par des considérations de stabilité croît avec la puissance de l'onde incidente et il en résulte que, ici comme dans le premier cas, les postes puissants sont moins bien reçus, toutes proportions gardées, que les postes faibles.

Ces différents effets sont naturellement d'autant plus marqués que la dérivée f_0''' est plus grande, d'une part, et que la résistance apparente R_0 du circuit est plus faible, d'autre part. On en conclut, en raisonnant comme plus haut que :

1° Plus f_0''' est grand, plus les causes d'instabilité sont grandes et plus, pour avoir un fonctionnement correct, on est obligé de réduire la réaction. Par conséquent, ici encore, les qualités d'un récepteur à réaction, en particulier la puissance maxima qu'il peut donner, vont en diminuant à mesure que f_0''' augmente.

2° Si on augmente la résistance positive R du circuit, on est conduit à pousser la réaction et par suite à accentuer les effets perturbateurs. Il en résulte que, dans le cas ou $f_0''' > 0$, plus le circuit est naturellement amorti, plus le fonctionnement du récepteur est défectueux ; ici encore, on a avantage à utiliser un circuit naturellement peu amorti

C. — $f_0''' = 0$.

Ce cas est intermédiaire entre les deux premiers, il est réalisé lorsque la caractéristique de la réaction est linéaire ou parabolique ; en pratique on le rencontre surtout en plaçant le point de fonctionnement du dispositif sur une partie rectiligne de la caractéristique.

Ici la résistance négative, donc aussi la résistance apparente du circuit réglé à la limite d'accrochage, est indépendante de l'amplitude des oscillations et aucune des perturbations étudiées ci-dessus ne se manifeste ($\Delta R = 0$). Le mécanisme de la réaction se réduit alors à celui qu'indiquent les considérations élémentaires et la discussion du fonctionnement conduit aux conclusions que nous avons énoncées plus haut dans le préambule.

Remarquons cependant que ce nouveau cas ($f_0''' = 0$) est tout

Digitized by Google

à fait théorique et pratiquement irréalisable. Il n'existe pas, en effet, de résistance négative dont la courbe caractéristique soit une droite ou une parabole parfaite et infinie. Le plus souvent cette courbe se présente sous l'aspect d'un S plus ou moins aplati avec, dans la région centrale, un point d'inflexion ; c'est au voisinage de ce point d'inflexion que la courbe se rapproche le plus d'une droite et qu'on peut admettre que la relation $f_0''' = 0$ est à peu près satisfaite. Mais cette approximation n'est valable que pour des oscillations très petites ; dès que celles-ci prennent une amplitude notable, le point de fonctionnement atteint les coudes, ou parties courbées de la caractéristique, et les phénomènes étudiés plus haut apparaissent. Pour les mettre en évidence dans la théorie mathématique ci-dessus, il suffirait de pousser plus loin le développement en série de la fonction $f(i)$; la discussion se ferait de la même façon et conduirait aux mêmes résultats.

En pratique, donc, dans l'état actuel de la technique, cette condition idéale $f_0''' = 0$ est irréalisable, d'où l'apparition toujours plus ou moins accentuée des effets secondaires qui font le but de cette étude.

IV. — Rapprochement.

Si on compare la discussion qui précède avec celle que nous avons faite antérieurement à propos de l'étude des brouilleurs sur un poste à réaction (1), on est frappé de la grande analogie qui apparaît entre les deux études ; si on examine plus à fond la question, on remarque également que cette analogie n'est pas fortuite, mais qu'elle résulte d'une analogie profonde, presque une identité, entre les phénomènes physiques eux-mêmes.

Tout ce que nous avons dit plus haut, et tout ce que l'expérience permet d'observer sur un poste récepteur à réaction, peut, en effet, s'interpréter comme le résultat d'un déréglage de la réaction provoqué par l'action d'un brouilleur qui, ici, n'est autre que le poste utile lui-même, c'est-à-dire celui que l'on veut recevoir. L'onde incidente produit donc l'effet, un peu paradoxal *a priori*, de se brouiller elle-même; les formes apparentes de ce brouillage dépendent des caractéristiques du récepteur.

Si l'accrochage est doux et réversible ($f_0''' < 0$), le brouilleur produit ce que nous avons appelé dans l'étude du brouillage le phé-

(1) L'influence du brouillage sur les récepteurs à réaction. *O. E.* avril 1924, p. 181 ; mai 1924, p. 268; juin 1924, p. 299.

Digitized by Google

nomène A, c'est-à-dire l'étouffement de la réception ; l'onde incidente s'étouffe elle-même avec d'autant plus d'énergie que son intensité est plus grande, d'où les conséquences pratiques que nous avons détaillées plus haut.

Si, au contraire, l'accrochage est brusque et irréversible ($f'''_0 > 0$) le brouillage produit ce que nous avons appelé le phénomène B, c'est-à-dire un rapprochement de la limite d'accrochage et l'amorçage d'oscillations spontanées dans le circuit, d'où instabilité du récepteur et nécessité de s'éloigner de la limite d'accrochage avec toutes ses conséquences étudiées ci-dessus.

Enfin, entre ces deux extrêmes, si on place le point de fonctionnement au voisinage du point d'inflexion de la courbe de réaction ($f'''_0 = 0$), les phénomènes fondamentaux A et B font place à d'autres, moins accentués et plus complexes, que nous avions désignés par les lettres C et D et qui ne sont que la combinaison des deux premiers. On pourrait en étudier les conséquences dans le cas envisagé plus spécialement dans cette étude, mais la discussion ne conduirait à aucune conclusion nouvelle, aussi nous ne nous y attarderons pas.

V. — Conclusion.

Nous avons d'abord signalé l'insuffisance du raisonnement habituellement utilisé pour expliquer le mécanisme de la réaction lorsqu'il s'agit d'interpréter les faits expérimentaux, plus particulièrement ce fait que, à la limite d'accrochage, tous les dispositifs de réaction ne sont pas identiques et que l'effet amplificateur diminue quand la force du signal et la résistance positive naturelle du circuit augmentent.

Nous avons ensuite montré, d'une façon générale, que ces effets s'interprètent très simplement et qu'ils sont une conséquence de la forme de la caractéristique de réaction. Les phénomènes qui régissent le fonctionnement sont tout à fait identiques à ceux que l'on constate sous l'action d'un brouilleur, le brouilleur étant ici le poste à recevoir lui-même.

Le brouillage, ou perturbation, produit par l'onde incidente se réduit plus particulièrement en dernière analyse à un déréglage de la réaction.

Deux cas extrêmes sont à envisager suivant la forme de la caractéristique de réaction et à chacun d'eux correspond un type de fonctionnement particulier :

Digitized by Google

1° *Réaction douce et réversible.* — Ici le déréglage de la réaction correspond à un éloignement du point d'accrochage, donc à un étouffement de la réception qui est d'autant plus accentué que l'amplitude des oscillations est plus grande et la réaction plus poussée.

C'est le cas usuel ; l'amplification est meilleure pour les postes faibles que pour les postes puissants ; la réception d'une onde modulée est étouffée d'autant plus que la réaction est plus poussée, la résistance naturelle du circuit plus grande ou la courbe de réaction plus incurvée.

2° *Réaction brusque et irréversible.* — Ici le déréglage de la réaction correspond à un rapprochement de la limite d'accrochage, d'où fonctionnement instable qui nécessite de maintenir le récepteur assez loin des conditions optima. Les conséquences pratiques sur le rendement du récepteur sont à peu près les mêmes que dans le premir cas.

Entre ces deux extrêmes on peut trouver le régime idéal pour lequel la courbe de réaction est linéaire ou parabolique ; ici tous les phénomènes secondaires disparaissent et la réaction donne tout son effet. Ce cas idéal est celui vers lequel on doit tendre ; malheureusement il n'est pas réalisable d'une façon parfaite en pratique et les effets perturbateurs apparaissent toujours, plus ou moins accentués.

La conclusion pratique de la discussion est qu'on a intérêt a placer le point de fonctionnement au voisinage des parties rectilignes des caractéristiques et que la réaction ne remplit tout son effet, même dans ce cas, que pour la réception des postes faibles.

Enfin, nous avons montré en passant que la perturbation due à l'action de l'onde incidente pouvait dans certaines conditions, en particulier s'il y a un déphasage important entre la f. é. m. de réaction et le courant, produire, non seulement un déréglage de la réaction, mais aussi un déréglage de l'accord. En pratique, comme les déphasages sont faibles, cet effet est négligeable et passe inaperçu. Il serait inexistant si le déphasage était nul; il pourrait au contraire être assez important si le déphasage était grand et produirait dans ce cas un effet d'étouffement analogue à celui que donne le déréglage de la réaction.

Dans une prochaine étude, nous examinerons plus particulièrement deux cas pratiques, ceux de la lampe autodyne à réaction et d'un amplificateur à résistances ; l'analyse sera calquée sur celle que nous avons faite à ce propos dans l'étude des brouillages.

(à suivre).

E. FROMY.

Digitized by Google

SUR L'APPAREILLAGE PERMETTANT L'ÉTUDE DU SPECTRE MUSICAL

Par I. PODLIASKY

Ingénieur-Conseil.

SOMMAIRE. — Cette note expose les principes de fonctionnement de deux types de générateurs audibles, générateurs destinés à l'exploration du spectre musical L'emploi du second type, actuellement en usage chez quelques constructeurs français, est illustré de deux exemples.

La téléphonie avec ou sans fil et plus spécialement la radiodiffusion ont provoqué, en divers pays, la réalisation d'appareils permettant l'étude du spectre musical.

Aucun des organes d'une installation soignée de radiophonie n'est actuellement mis en service sans qu'on ait relevé au préalable sa « courbe de reproduction », ou son spectre; nous entendons par là une courbe dont les ordonnées mesurent les rapports des tensions ou des intensités à la sortie et à l'entrée de l'appareil, et dont les abscisses représentent les diverses fréquences musicales que l'appareil doit reproduire. Tel est le cas des amplificateurs, modulateurs, lignes téléphoniques, lignes artificielles, transformateurs, bobines de choc, etc... Dans le cas des microphones et des haut-parleurs, les ordonnées de la courbe de reproduction représentent le rapport entre la pression acoustique et une tension électrique ou inversement.

Les tensions et les intensités à la sortie des appareils sont mesurées par des procédés actuellement courants.

Tout appareil de mesure dont les indications sont très sensiblement indépendantes de la fréquence, convient à cet usage; les voltmètres thermioniques, les thermocouples et les électromètres de faible capacité sont dans ce cas.

Les générateurs de courant à fréquence variable forment la partie délicate et essentielle de l'appareillage permettant l'étude du spectre. De tels générateurs doivent satisfaire à quelques conditions spéciales :

Etendue considérable de la gamme de fréquences.

Digitized by Google

Variation très progressive de la fréquence.

Production d'une onde sensiblement sinusoïdale.

Génération de courants ou de potentiels *d'amplitude constante* à toutes les fréquences.

La dernière condition est sinon indispensable, du moins très utile pratiquement ; elle permet un relevé rapide du spectre par la simple observation de l'appareil de mesure placé à la sortie de l'appareil en étude. Quant à la première condition, il suffira de remarquer qu'une reproduction « de haute qualité » nécessite un spectre quasi uniforme, s'étendant de 25 cycles à 10 kilocycles, couvrant, par conséquent, plus de 8 octaves.

En Angleterre et en Amérique, on a réalisé des générateurs de courants audibles basés sur les battements de deux générateurs de haute fréquence, ou deux hétérodynes (1). L'une de celles-ci garde habituellement une fréquence fixe ; la fréquence de l'autre est rendue variable au moyen d'un condensateur rotatif. Ce système satisfait évidemment aux deux premières conditions sus-mentionnées. On a satisfait à la troisième en mettant à profit ce fait, que si l'une des hétérodynes donne une onde sinusoïdale pure, l'onde des battements est, elle aussi, sensiblement exempte d'harmoniques audibles. On a donc disposé un filtreur d'harmoniques (filtre passe-bas) sur le circuit de débit de *l'hétérodyne fixe*, car il serait peu commode d'établir un tel filtre à frontière variable ; de plus, le filtrage de l'une des hétérodynes suffit.

La quatrième condition est satisfaite en produisant, au moyen des hétérodynes, deux ondes d'amplitudes très différentes et en attribuant l'amplitude la plus faible à l'hétérodyne fixe. On sait, en effet, que l'intensité de l'onde des battements varie entre la somme et la différence des amplitudes des ondes interférentes. Si A et a représentent respectivement la plus grande et la plus petite amplitude, celle de l'onde des battements aura pour valeur :

$$\frac{(A + a) - (A - a)}{2} = a.$$

Tout au moins pour un détecteur à caractéristique sémilinéaire, les battements auront donc une amplitude constante si l'hétérodyne fixe produit l'amplitude la plus faible.

---

(1) Voir en particulier l'étude de M. Kirke, *Exp. Wireless*, de février 1927, n° 41.

Digitized by Google

Malgré l'utilisation ingénieuse de ces propriétés des battements, la réalisation des conditions 3 et 4 n'est qu'approximative ; ceci tient surtout au fait que le détecteur n'a jamais une caractéristique semi-linéaire et qu'il introduit lui-même des harmoniques. Un tel générateur (ainsi que l'amplificateur qui le suit), comprend donc un certain nombre de filtres qui exigent une réalisation soignée ; quoique alimenté par accumulateurs, il nécessite des réglages fréquents et minutieux, du fait de la variation des sources et des triodes elles-mêmes.

Nous nous proposons de décrire ci-après un appareillage plus simple, servant au même usage, remplissant les mêmes conditions, et qui nous a déjà rendu de grands services.

Le générateur est constitué par un petit alternateur à fer tournant et à grand nombre de pôles ; il est entraîné par un moteur à courant continu et à gamme étendue de vitesses. La variation de la fréquence s'obtient donc par la variation de la vitesse du moteur. Si l'alternateur est du type homopolaire et si son rotor comporte 60 proéminences polaires, à la vitesse de un tour par seconde correspond une fréquence de 60 cycles ; à 8 000 tours par minute correspond une fréquence de 8 kilocycles. Un tachymètre industriel gradué en tours par minute, indique donc directement la fréquence. On choisit pour l'entraînement un moteur à grande vitesse, auquel un jeu convenable de rhéostats d'induit et d'inducteur permet de descendre jusqu'à une vitesse de 50 tours par minute environ. Une manivelle en bout d'arbre permet d'obtenir les vitesses inférieures à celle-ci, par rotation à la main. La gamme des fréquences obtenues s'étend pratiquement de zéro à 8 kilocycles, pour ce type d'appareil. Un alternateur à 90 pôles entraîné par le même moteur, permet d'élever la limite supérieure de fréquences à 12 kilocycles. L'excitation de l'alternateur est fournie par une batterie d'accumulateurs. La force électromotrice alternative est donc proportionnelle à la fréquence. Pour obtenir l'autorégulation de la tension (constance de l'amplitude à toutes les fréquences), nous nous sommes appuyés sur une propriété des alternateurs à excitation constante, qui a déjà permis à M. J. Bethenod de réaliser des machines d'éclairage à débit constant et à vitesse variable : un alternateur de faible résistance interne donne un débit sensiblement indépendant de la vitesse, lorsque le circuit d'utilisation est une inductance pure.

En assimilant la réaction d'induit à un effet de self-induction interne et en désignant par L la somme des coefficients de self interne et externe, par F la valeur instantanée du flux total embrassé

Digitized by Google

par les bobines induites, et par i la valeur instantanée du courant débité, on peut écrire :

$$\frac{dF}{dt} + L\frac{di}{dt} = 0, \qquad \text{d'où} \qquad i = \frac{F - F_0}{L}.$$

L'amplitude du courant débité est donc indépendante de la fréquence ; de plus, la forme du courant est celle de la partie alternative du flux ondulé émanant des pôles. L'amplitude des divers harmoniques du courant n'est donc pas fonction de la fréquence, comme dans le cas du débit sur une résistance ohmique, et une forme convenable des proéminences polaires et de la denture d'induit permet d'obtenir une courbe de débit très sensiblement sinusoïdale.

Disposons en série, avec l'induit, une bobine de réactance à constante de temps élevée et une boîte de résistances de faible valeur. En désignant par R la somme des résistances interne et externe, et par E, la force électromotrice de l'alternateur, on a pour le courant efficace débité (fig. 1) :

$$I = \frac{E}{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}} = \frac{K\omega}{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}} = I_\infty \cdot \frac{n}{\sqrt{1 + n^2}},$$

en posant : $n = \frac{L\omega}{R}$; $I_\infty = \frac{K}{L}$; ou encore : $I = I_\infty \sin \varphi$,

avec $\operatorname{tg} \varphi = n$.

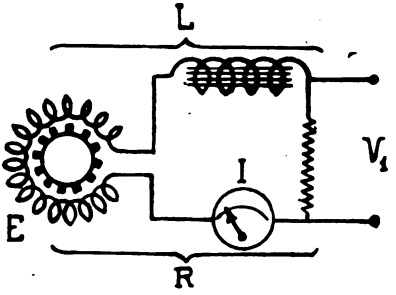


Fig. 1.

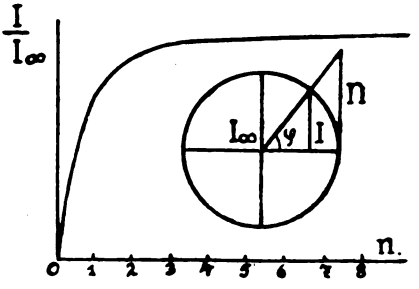


Fig. 2.

La courbe du débit en fonction de la variable n est représentée figure 2. A une pulsation telle que $\omega_0 = \frac{4R}{L}$, la valeur du courant débité ne diffère que de 3 0/0 environ de sa valeur asymptotique I_∞. Dans notre appareil, $\omega_0 = 314$, ce qui correspond à une fréquence de 50 cycles. A 3 0/0 près, son débit est donc constant pour toutes les fréquences supérieures à 50.

Le groupe moteur-alternateur comprend encore une petite

Digitized by Google

dynamo tachymétrique excitée par les mêmes accumulateurs que l'alternateur. La tension entre les balais de cette dynamo est mesurée par un voltmètre gradué directement en fréquences.

Cette mesure instantanée de la fréquence est une qualité appréciable de notre appareillage. La nécessité d'employer des fréquencemètres compliqués ralentit, en effet, la cadence des mesures effectuées par la méthode des deux hétérodynes.

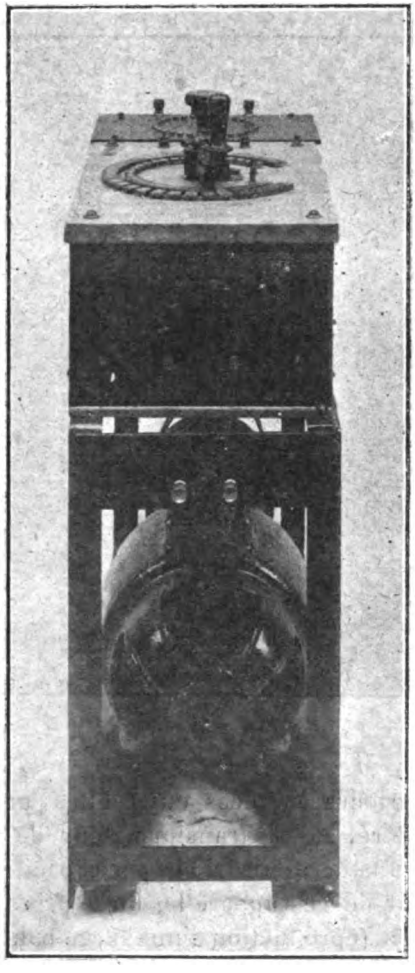


Fig. 3.

La tension d'utilisation V_1 est prélevée aux bornes de la petite résistance ohmique disposée en série avec l'alternateur et avec la bobine « régulatrice » (fig. 1).

La figure 3 donne l'aspect du châssis contenant l'alternateur, la

Digitized by Google

bobine régulatrice, le moteur d'entraînement et les divers rhéostats de ce dernier.

Comme application du générateur à grande échelle de fréquences, citons en premier lieu l'étude du spectre d'un amplificateur (fig. 4) destiné à la liaison d'un microphone et d'une ligne téléphonique. Cet amplificateur (1) comporte : un transformateur d'entrée (éléva-

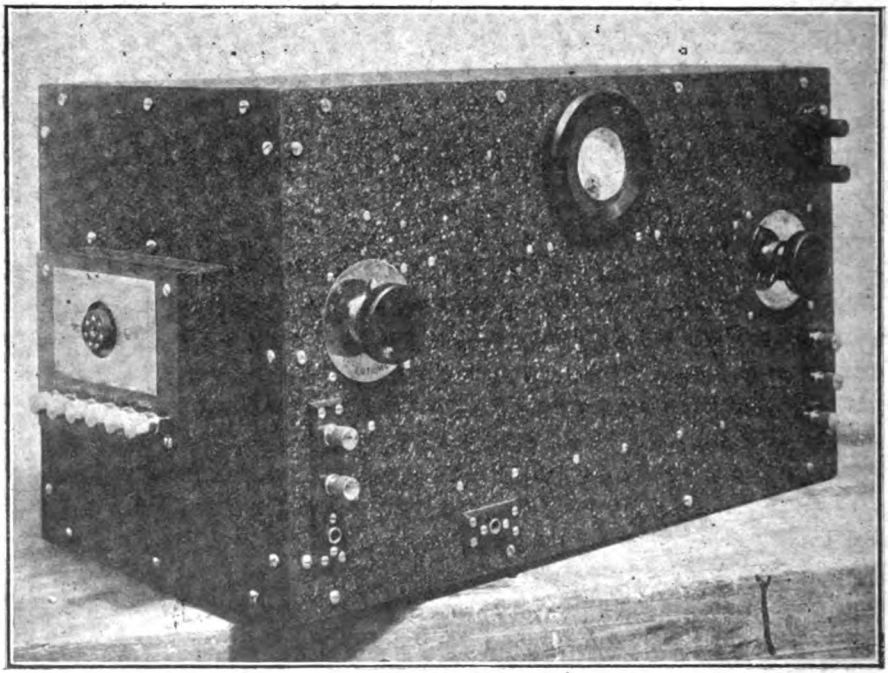


Fig. 4.

teur de tension), 3 triodes couplées entre elles par capacités, résistances et potentiomètre, et un transformateur de sortie (abaisseur de tension), couplé à la dernière triode par capacité et self de choc. Dans l'établissement de ces appareils, on a pris toutes les précautions nécessaires à la reproduction d'une large bande de fréquences. Le résultat est représenté par la courbe de la figure 5 ; le schéma du montage des appareils est représenté au-dessous.

Dans ce montage, l'alternateur débite sur sa bobine « régulatrice » et sur une résistance de 0,25 ohm ; l'entrée de l'amplificateur est amenée aux bornes de cette résistance à travers une autre résis-

(1) Construit par les Etablissements G.I.K., à Asnières.

Digitized by Google

tance de 250 ohms; cette dernière représente la résistance apparente du circuit de sortie d'un microphone électrostatique auquel est destiné l'amplificateur de la figure 5 (1). Le transformateur de sortie de l'amplificateur débite sur une autre résistance de 250 ohms (en deux sections) et sur un couple thermo-électrique. Les ordonnées de

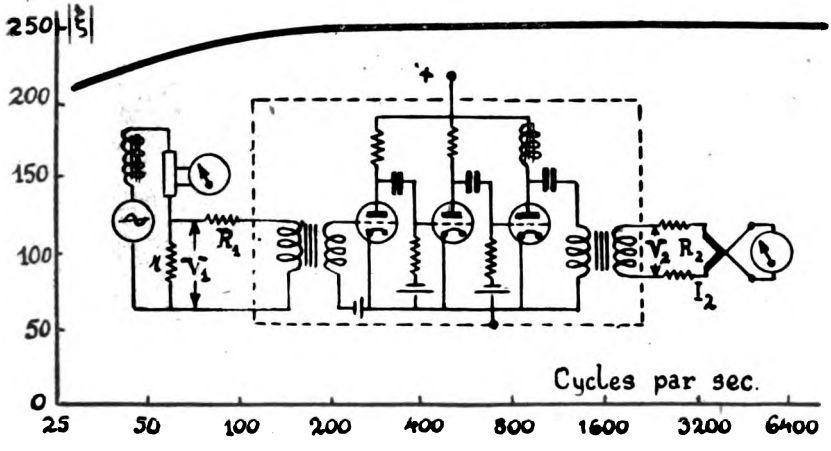


Fig. 5.

la courbe figure 5 donnent le taux d'amplification de tension de l'appareil entier, c'est-à-dire le quotient de la tension à la sortie (V_2) par la tension à l'entrée (V_1). Cette amplification de tension est de l'ordre de 250; le taux d'amplification *de puissance,* est, lui, de l'ordre du million.

Comme second exemple d'application, citons l'étude du spectre d'un « prémodulateur » (les Anglais emploient l'expression « sub-controle amplifier »).

Cet amplificateur est destiné à l'excitation des grilles d'un système modulateur comportant une ou deux triodes à circulation d'eau et pouvant dissiper 12 kilowatts chacune. L'amplificateur et son transformateur de sortie séparé, sont représentés figures 6*a* et 6*b*; la figure 7 indique le schéma de montage pour la mesure et la courbe de reproduction obtenue. L'appareil de mesure employé à la sortie est un électromètre de 1 000 volts; le transformateur débite sur

(1) Le boîtier du microphone électrostatique en question contient déjà une triode amplificatrice, couplée par résistance au microphone et par transformateur aux bornes de sortie; la résistance R_1 de la figure 5 est l'équivalent de la résistance apparente entre ces bornes.

Digitized by Google

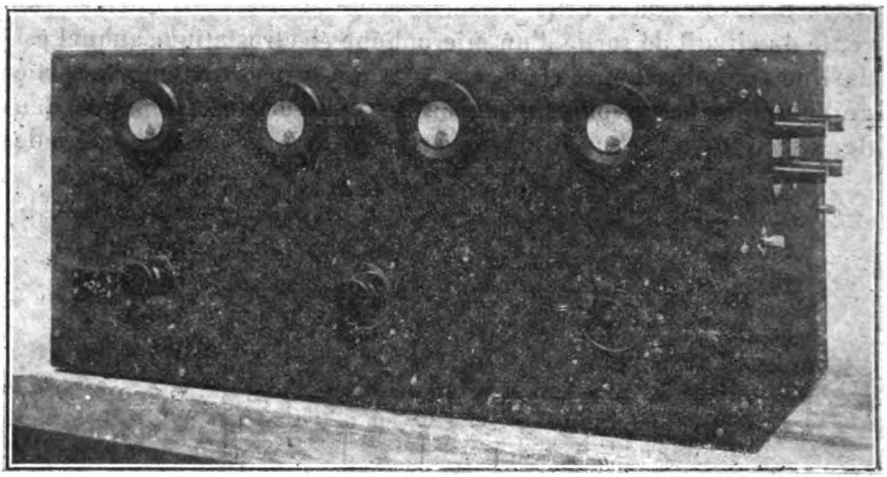


Fig. 6*a*

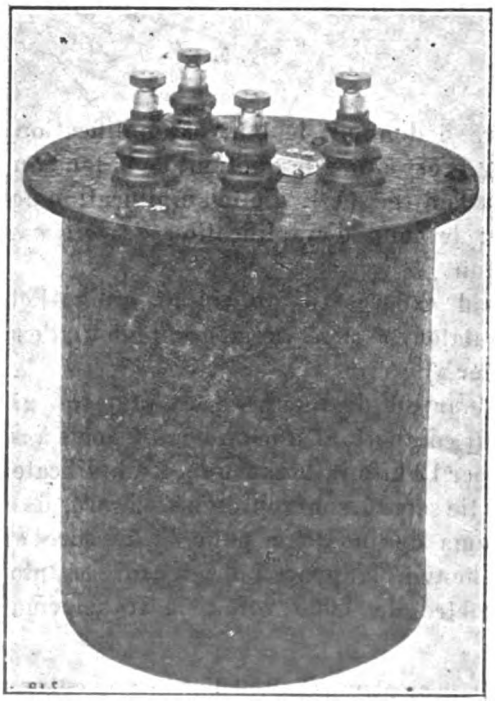


Fig. 6*b*.

Digitized by Google

une capacité équivalente à la capacité apparente d'entrée du système modulateur, et sur une résistance ohmique disposée en parallèle et destinée à l'amortissement du circuit. Les ordonnées de la courbe représentent les taux d'amplification en volts ; l'amplification de puissance est de l'ordre de vingt millions.

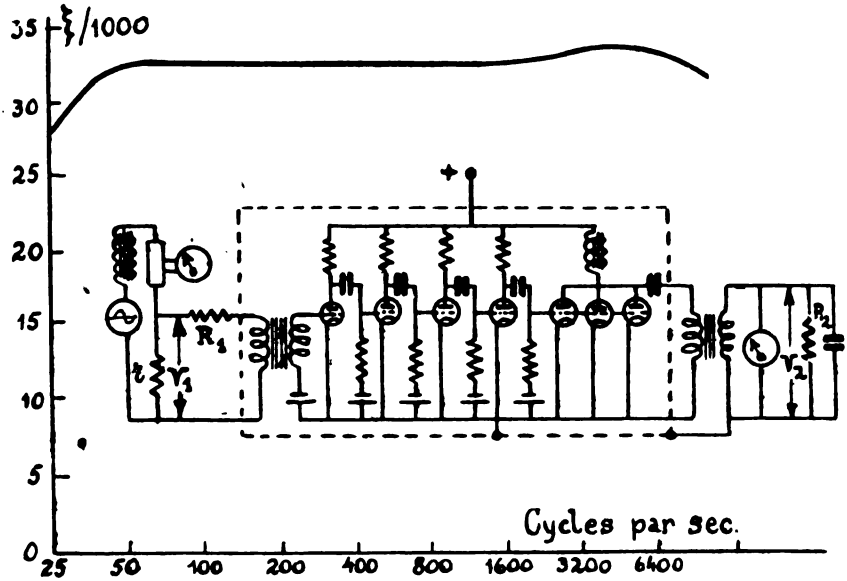


Fig. 7.

Le spectre du transformateur (pour appareil de réception), figuré page 115, numéro de mars 1929 de l'*Onde Electrique*, a été obtenu à l'aide du même appareillage que plus haut; un voltmètre à lampe servait d'appareil de mesure à la sortie.

Nous reviendrons ultérieurement sur l'étude de divers spectres musicaux et publierons, à cette occasion, les courbes de reproduction des transmetteurs entiers de radiodiffusion, des divers microphones, haut-parleurs et autres appareils électro-acoustiques.

L. Podliasky.

Digitized by Google

SUR LA COUCHE IONISÉE DE LA HAUTE ATMOSPHÈRE

(*suite*) (1)

Par M. PONTE

du Laboratoire de Physique, Ecole Normale Supérieure,

et Y. ROCARD

du Laboratoire de Recherches à la Société la Radiotechnique.

Composition de la couche ionisée de la haute atmosphère, son caractère diélectrique ou conducteur.

Les résultats que nous avons obtenus dans la première partie de ce travail vont maintenant nous servir à déterminer la façon dont les électrons de la couche d'Heaviside se comportent relativement aux diverses longueurs d'ondes. Nous ne discuterons pas ici l'origine de ces électrons ni leur stabilité suivant la hauteur ou diverses autres circonstances physiques, pas plus que leur nombre et leur loi de distribution. Mais, supposant qu'il y a des électrons, qu'ils sont en très petit nombre devant les molécules, nous allons préciser autant que possible leur libre parcours et la fréquence de leurs chocs.

Pour cela, nous avons besoin d'avoir des renseignements précis sur la composition de la haute atmosphère, particulièrement sur la nature des molécules qui la constituent, et sur leur loi de distribution suivant la hauteur. Passons d'abord rapidement en vue les résultats théoriquement acquis maintenant :

Structure physique de l'atmosphère.

On peut d'abord supposer avec Laplace que l'on a affaire à une atmosphère en équilibre isothermique. On trouve alors par des calculs classiques que la densité ρ d'un gaz quelconque de l'air (oxygène, azote, hélium...) va se régler suivant la loi;

$$\rho = \rho_0 e^{-\frac{Mg(z-z_0)}{RT}},$$

(1) Voir : *Onde Electrique*, mai 1929.

Digitized by Google

M, masse moléculaire ; g, accélération de la pesanteur. Si elle varie notablement sur la hauteur z considérée, on remplace $g(z - z_0)$ par :

$$\int_{z_0}^{z} g\,dz, \tag{2}$$

R, est la constante des gaz parfaits, T, la température absolue. On aboutit avec cette formule à des prédictions vraisemblables sur la composition de la haute atmosphère. Malheureusement, l'expérience démolit aussitôt le point de départ même du calcul : l'atmosphère n'est pas isotherme, sa température décroît constamment avec la hauteur.

C'est qu'en effet les mouvements et déplacements de l'air sont extrêmement rapides. Il est plus raisonnable de supposer qu'une masse d'air donnée conservera sa chaleur et n'aura pas le temps de la transmettre aux couches voisines, sa hauteur et sa pression pouvant cependant varier d'une façon notable. Ceci nous incite à considérer l'atmosphère comme étant en équilibre adiabatique.

Des calculs classiques nous donnent alors la loi de variation de la température en fonction de la hauteur :

$$\frac{T_0 - T}{z} = \text{constante}. \tag{3}$$

La pression, d'autre part, est reliée à la densité par la loi adiabatique :

$$p = K\rho^{\gamma},$$

γ étant le rapport des chaleurs spécifiques du gaz considéré, et K une constante. Il reste à écrire l'équilibre des pressions :

$$\frac{\partial p}{\partial z} = -g\rho,$$

et à intégrer. On trouve alors qu'il y a une certaine hauteur limite z_m donnée par l'équation :

$$z_m = \frac{Kz\rho_0^{\gamma-1}}{g(\gamma - 1)}, \tag{4}$$

pour laquelle la pression est nulle et qui par conséquent donne la borne supérieure d'une atmosphère adiabatique. Quand on passe aux valeurs numériques, on trouve pour z_m, 29 kilomètres environ.

Les conséquences de cette notion d'une atmosphère adiabatique (composition à peu près constante suivant la hauteur, gradient de température uniforme) sont à peu près vérifiées qualitativement, moins bien quantitativement. Si cette théorie cependant était exacte, l'existence d'une couche d'Heaviside, stable au-dessus de 29 kilomètres deviendrait impossible.

Mais il y a des objections à faire à cette conception adiabatique :

Digitized by Google

tout d'abord le mécanisme moléculaire qui maintiendrait l'équilibre adiabatique, tombe précisément en défaut quand la pression devient nulle, car les molécules qui parviennent à la hauteur limite z_m n'ont plus qu'une probabilité de choc infime, et au contraire s'échapperont pour aller décrire des orbites, sous l'influence de la pesanteur, nous aurons donc au-dessus de l'atmosphère adiabatique une atmosphère spéciale constituée par ces molécules, qui sera naturellement isothermique puisque les molécules y arriveront avec une sorte de vitesse moyenne qu'elles conserveront par la suite, vu l'extrême rareté des chocs.

Une autre objection à l'idée d'une atmosphère en équilibre adiabatique réside dans la prise en considération du rayonnement solaire qui est absorbé d'une façon notable par l'air, et surtout par la vapeur d'eau : cette absorption diurne et le rayonnement nocturne qui s'ensuit sont naturellement contraires à l'hypothèse adiabatique. Gold (1) a donné la théorie d'une atmosphère en équilibre par rayonnement au prix de quelques approximations pour représenter la proportion de vapeur d'eau suivant la hauteur. Sa conclusion, qui est généralement adoptée, est qu'on peut se figurer l'atmosphère comme constituée de deux couches concentriques, l'une approximativement adiabatique et pouvant aller jusqu'à une hauteur telle que la pression y soit le quart de la pression atmosphérique, l'autre, située au-dessus, constituant l'atmosphère isothermique.

L'existence d'une atmosphère isothermique au-dessus de l'adiabatique est, du reste, un fait connu et confirmé tous les jours par l'emploi de ballons sondes, depuis sa découverte en 1899 par M. Teisserenc de Bort. On la trouve en moyenne à une hauteur de 10,5 kilomètres, cette altitude variant légèrement avec certaines influences météorologiques. La température y est en moyenne de 220° absolus.

Dans cette atmosphère externe, la pression de chaque constituant décroît lentement avec la hauteur suivant les formules (1) et (2), jusqu'à des altitudes considérables, dont on peut se faire une idée par l'étude des phénomènes physiques qui s'y passent, comme par exemple les aurores boréales, dont on trouve des exemples jusqu'à plus de 800 kilomètres en l'air. C'est dans cette atmosphère externe qu'il faut certainement loger les couches conductrices de la haute atmosphère, et c'est elle qui va nous occuper maintenant.

(1) *Proceeding Royal Society*, **82**, A (1909), p. 43

Digitized by Google

Composition de l'atmosphère externe.

La composition de l'atmosphère externe sera réglée par la connaissance de la composition au niveau du sol, à la limite de l'atmosphère adiabatique. On aura ainsi les densités ρ_0 pour chaque gaz ; si l'on appelle V le potentiel de la pesanteur à la hauteur z, la densité à cette hauteur z sera donnée par :

$$\rho = \rho_0 e^{-\frac{M}{RT}[V(z) - V(10{,}5\text{ km})]} \qquad (5)$$

si l'atmosphère isothermique débute à 10,5 kilomètres. Quant au potentiel V(z) il est donné par :

$$V = -g\frac{a^2}{r} = -g\frac{a^2}{a+z}, \qquad (6)$$

où r est la distance au centre de la terre, a le rayon terrestre. Cette formule tient compte uniquement de l'attraction newtonienne. On peut en plus tenir compte de la force centrifuge développée par la rotation de la terre, mais on la trouve négligeable sauf à des hauteurs bien plus grandes que celles que nous considérons.

On voit sur la formule (5) que pour les gaz légers (M faible) l'exponentielle va décroître bien moins rapidement avec la hauteur que pour les gaz lourds. Corollaire : dès que la hauteur augmentera, l'atmosphère sera presque uniquement constituée d'hydrogène ou d'hélium.

Voici, par exemple, les données qu'adopte Jeans, dans sa « Théorie cinétique des gaz », pour la composition en volume de l'atmosphère au ras du sol :

Hydrogène : environ	1	pour	10 000	
Hélium —	1	—	250 000	
Néon —	1	—	80.000	
Azote —	78,03	—	100	
Oxygène —	20,99	—	100	
Argon —	0 94	—	100	
Krypton —	1	—	2.000 000	
Xénon —	1	—	17.000.000	

Ces chiffres sont fournis par des analyses, et empruntés notamment en ce qui concerne l'hydrogène, au *Recueil de la Société Française de Physique*.

En admettant pour l'atmosphère isotherme une température uniforme de 219° absolus, Jeans calcule la composition de l'atmosphère

Digitized by Google

à diverses hauteurs z au-dessus du sol, au moyen de la formule (5). Parmi ses résultats, nous citerons les suivants :

Nombre de molécules par cm³ à la hauteur z Km.

	$z = 90$ km	$z = 170$ km
Hydrogène	$4.300\ 10^{11}$	$1\ 820.10^{11}$
Hélium	73.10^{11}	13.10^{11}
Néon	$0{,}3.10^{11}$	$0{,}5.10^{7}$
Azote	$520\ 10^{11}$	35.10^{7}
Oxygène	25.10^{11}	$0{,}3.10^{7}$
Argon	$0{,}04.10^{11}$	1.10^{2}
Crypton	0	0
Xénon	0	0

D'après ces chiffres, l'hydrogène serait donc bien, dès 60 kilomètres environ, le principal constituant de la haute atmosphère, mais on remarquera que tout repose en définitive sur une détermination analytique de la teneur en hydrogène à la surface du sol. Or cette détermination paraît très délicate, et éminemment sujette à caution.

Voici les données actuellement obtenues à notre connaissance sur la teneur en hydrogène :

a) analyses de l'air au sol :

G. Claude (*Comptes rendus*, **148** (1909), p. 1454) donne moins de 1 millionième en poids.

Lord Rayleigh (*Philosophical Magazine*, III (1902), p. 146), donne moins de 1 pour 30.000 en volume.

D'autres auteurs croient qu'il n'y a pas d'hydrogène du tout.

b) Déterminations directes de la constitution de l'air aux hautes altitudes.

Les observations faites sur les zones de silence sonores permettent de déterminer approximativement des trajectoires de « rayons sonores » courbés par la haute atmosphère. Cette courbure des rayons ne peut s'expliquer que par des changements de température et de composition de l'atmosphère.

Les observations peuvent se résumer comme suit : En Europe, au Japon et dans quelques autres pays, on a trouvé des résultats à peu près constants. En janvier-février on observe une zone de silence de 110 kilomètres environ, suivie d'une zone de renforcement de son à 125 kilomètres. En août, on observe 190 kilomètres pour le rayon de la zone de silence, 230 kilomètres pour le rayon du maximum de son, on a une moyenne de 160 kilomètres.

Digitized by Google

Dès 1910 Van der Borne, plus tard Von Everdingen ont expliqué ces faits par une certaine proportion d'hydrogène dans la haute atmosphère. Notamment, en supposant une épaisseur de l'atmosphère adiabatique de 10 kilomètres, un abaissement de température de 55° sur ces 10 kilomètres et une proportion d'hydrogène au sol de 1 millionième en poids, on explique le rayon de la zone de silence moyen de 160 kilomètres.

Bien que cette théorie ne semble pas avoir la faveur de tous les acousticiens, c'est elle qui nous paraît fournir les données les plus précises sur la proportion réelle d'hydrogène dans l'air.

Le libre parcours des électrons et le caractère diélectrique et conducteur de la couche d'Heaviside.

Il est connu (1) que si la fréquence d'une onde électromagnétique est grande devant la fréquence des chocs des électrons de la couche de Heaviside, celle-ci fonctionne comme un diélectrique pour ces ondes, les propageant simplement avec une vitesse différente et avec une légère absorption. Si la fréquence de l'onde, au contraire, est petite devant la fréquence des chocs, la couche de Heaviside fonctionne comme une couche « conductrice » donnant lieu à la réflexion métallique. Pour ces dernières (ondes longues), on a une propagation régulière, sans zones de silence. Pour les premières, (ondes courtes), on peut compter que par suite de la variation de la densité électronique suivant la hauteur, qui entraîne une variation de constante diélectrique du milieu, il se produira un phénomène de mirage qui courbera les rayons et les renverra sur terre, mais seulement au delà d'une certaine région dite « zone de silence ».

Or l'expérience donne des zones de silence pour des longueurs d'ondes inférieures à 60 mètres, et n'en donne pas pour des ondes plus longues. Il semble donc que ce soit un critère d'une bonne théorie de la propagation que de donner une réflexion métallique pour les secondes, une propagation diélectrique pour les premières, cela dans la région où l'on croit pouvoir situer la couche de Heaviside.

Examinons si ceci se produit en effet.

Pour cela, commençons à calculer à l'aide des formules du chapitre précédent le libre parcours de la molécule d'hydrogène à

(1) Voir, par exemple, R. Mesny, *Les Ondes Courtes, Conférences-Rapports.*

Digitized by Google

90 kilomètres de hauteur, à l'aide de la formule de notre article antérieur (*Onde Electrique*, mai 1929).

$$l_1 = \frac{1}{\sqrt{2}\pi\nu\sigma^2\left[1 + \frac{NE}{RT}\right]}.$$

Pour l'hydrogène, on a :

$\sigma = 2{,}72\ 10^{-8}$ cm d'après des mesures de viscosité.

$\frac{NE}{R} = \frac{S}{0{,}16}$ avec S, constante de Sutherland, = 82.

Prenons $T = 300°$ pour la haute atmosphère (1).

Pour ν_1, nombre de molécules par unité de volume, prenons la valeur de Jeans,

$$\nu_1 = 43.10^{13}.$$

On trouve alors :

$$l_1 = 0{,}26 \text{ centimètres.}$$

Toujours d'après les résultats de notre précédent travail, on passe dans ces conditions au libre parcours l des électrons en divisant par 10,9 :

$$\rho = 0{,}024 \text{ centimètres.}$$

Cherchons la fréquence correspondante des chocs. Il nous faut d'abord obtenir la vitesse moyenne V des électrons, déduite d'une loi d'équipartition en supposant cette vitesse due à l'agitation thermique :

$$\frac{1}{2} mV^2 = \frac{3}{2} \frac{RT}{N},$$

m, masse d'un électron, N, nombre d'Avogadro, R constante des gaz. On en tire :

$$V = 1{,}13.10^7 \text{ cm/seconde,}$$

d'où la fréquence des chocs, en nombre de chocs par seconde d'un électron :

$$\frac{1{,}13.10^7}{0{,}024} = 4{,}7.10^8$$

La longueur d'onde électromagnétique qui correspond à cette fréquence est :

$$\frac{3.10^{10}}{4{,}7.10^8} = 64 \text{ centimètres.}$$

(1) Les travaux sur la propagation du son auxquels nous avons fait allusion, ont, en effet, montré que dans l'atmosphère isothermique, la température, vers 60 km, dépassait nettement la température de 220° de la limite de l'atmosphère adiabatique. La valeur 300° est admise généralement.

Digitized by Google

Par conséquent :

S'il y a une couche d'Heaviside à 90 kilomètres en l'air, si la densité de l'hydrogène dans cette couche est bien conforme aux calculs de Jeans, toutes les longueurs d'onde plus grandes que

$$\lambda = 64 \text{ centimètres}$$

— autant dire toutes les ondes de T. S. F. — subissent la réflexion métallique.

Cette conclusion paraît tout à fait en désaccord avec les évaluations des autres auteurs, ceci est dû au fait, que notre évaluation du libre parcours est entièrement différente, de 40 à 160 fois plus petite, suivant les approximations peu justifiées qui étaient faites jusqu'ici.

Rien ne nous force, il est vrai, à adopter les proportions d'hydrogène de Jeans. Nous allons envisager les hypothèses suivantes :

La couche de Heaviside est située à 90 kilomètres, 170 kilomètres, ou 330 kilomètres en l'air.

Le nombre de molécules d'hydrogène par cm^4 est celui de Jeans, ou celui indiqué par les zones de silence sonore (7 fois plus faible), ou tout à fait nul. Dans ce dernier cas, le gaz léger, se trouve être l'hélium, dont les proportions sont données par Jeans et certainement correctes, mais il reste aussi une proportion d'azote qui n'est pas négligeable.

Nous calculons alors les nombres du tableau suivant, qui donne dans chaque hypothèse, la longueur d'onde critique correspondant à la fréquence des chocs des électrons :

Hauteur des électrons	90 km	170 km	330 km
Proportions d'hydrogène de Jeans	$0^m,64$	$1^m,54$	$3^m,70$
Proportions d'hydrogène des zones de silences sonores	$3^m,80$	$10^m,80$	26^m
Pas d'hydrogène (1). Atmosphère d'hélium et d'azote	$7^m,70$	93^m	558^m

(1) Nous avons fait pour les mélanges d'hélium et d'azote des calculs sur les libres parcours analogues à ceux cités précédemment pour l'hydrogène.

Rappelons que pour être d'accord avec les faits, si l'on veut expliquer la propagation des ondes longues par réflexion métallique, celle des ondes courtes par mirage, il faudrait trouver une longueur d'onde critique de l'ordre de 60 mètres.

Digitized by Google

Un simple examen des chiffres de ce tableau nous mène à conclure aux alternatives suivantes :

1° On veut conserver le type d'explication par réflexion métallique et par mirage. Alors il est impossible de situer avec Appleton aux alentours de 80 à 100 kilomètres la couche de Heaviside, il faut la mettre entre 170 et 330 kilomètres (conformément, du reste, aux expériences récentes qui n'ont pas confirmé celles d'Appleton) ou au delà.

De plus il est nécessaire d'admettre qu'il y a beaucoup moins d'hydrogène qu'on ne le croyait jusqu'ici, la proportion d'hydrogène donnée par l'étude des zones de silence sonores serait déjà plutôt trop élevée.

2° On renonce à expliquer la propagation des ondes courtes par un phénomène de mirage pur. Alors on n'est pas tenu d'avoir une longueur d'onde critique de l'ordre de 60 mètres. Cependant, comme de toute façon on aura besoin d'une réflexion quasi-métallique pour les ondes de plus de 50 mètres, et comme on a couramment des couches de Heaviside à 300 et 400 kilomètres données par l'expérience, on devra avoir une longueur d'onde critique, pour ces hauteurs, plus petite que 50 mètres : ceci exige la présence d'hydrogène dans la haute atmosphère, la proportion donnée par l'étude des zones de silence sonores paraissant constituer une bonne approximation.

Dans un prochain travail, nous examinerons les ressources que peut fournir pour l'étude de la propagation l'appel à des phénomènes de diffraction et de diffusion par les électrons de la haute atmosphère.

(*A suivre.*)

M. Ponte et Y. Rocard.

Digitized by Google

RÉCENTES APPLICATIONS DES CELLULES PHOTOÉLECTRIQUES ASSOCIÉES AUX AMPLIFICATEURS

par P. TOULON,
Ingénieur-Conseil.

SOMMAIRE. — Dans cet article, l'auteur commence par rappeler les difficultés que l'on rencontre dans l'emploi des cellules photoélectriques. Par suite du faible courant fourni par ces dernières, il faut avoir recours à une amplification énorme. L'auteur montre les précautions à prendre dans la construction des amplificateurs. La deuxième partie décrit deux applications récentes et intéressantes des cellules photoélectriques : chronométrage des courses et photométrie.

Dans un article précédent (1), nous avons rappelé les propriétés fondamentales des cellules photo-électriques, et les difficultés que l'on rencontre lorsqu'on cherche à utiliser les très faibles courants qu'elles produisent.

L'amplification à l'aide de triodes, qui s'impose toutes les fois que la quantité de lumière utilisée est faible, présente pratiquement d'assez sérieuses difficultés. La principale est certainement l'instabilité de l'amplificateur et les variations de son coefficient d'amplification.

Considérations générales sur les amplificateurs pour cellules photo-électriques.

Dans la plupart des applications, il est très recommandable de couper périodiquement le faisceau lumineux qui éclaire la cellule, afin de pouvoir alors amplifier le courant photo-électrique à l'aide d'un amplificateur à courant alternatif. Ce dernier peut être indifféremment un appareil comportant, entre étages, des liaisons par transformateur, par self-capacité ou par résistance-capacité. Avec l'un ou l'autre de ces montages, la tension appliquée aux grilles des triodes oscille autour d'une valeur moyenne voisine de celle du filament. On n'a pas à craindre alors une saturation qui diminuerait

(1) Quelques procédés d'amplification des courants photo-électriques et applications à l'émission des Belinogrammes. P. TOULON. *Onde électrique*, février 1948, 72 89.

Digitized by Google

l'amplification, ni une polarisation excessive des grilles ce qui réduirait le courant plaque à une valeur négligeable.

L'amplificateur reprend continuellement et lentement ses caractéristiques les plus favorables après le passage de chaque perturbation, et aucune instabilité n'est à craindre.

Le choix de la fréquence de rupture dépend de la quantité de lumière dont on dispose, et de la vitesse de réaction que l'on désire. Plus la quantité de lumière est faible, plus la fréquence de rupture doit être basse.

Pour les mesures de photométrie stellaire ou à la suite d'un spectroscope très dispersif et très absorbant, on peut utiliser, par exemple, avec avantage des fréquences de rupture de l'ordre de la seconde.

L'emploi d'une liaison entre étage par résistance-capacité s'impose alors. Il serait fort difficile de réaliser des transformateurs ou selfs appropriés à des fréquences aussi basses, il est au contraire relativement facile d'avoir des condensateurs de liaison de plusieurs microfarads qui ne se déchargent pratiquement pas pendant le cours d'une période.

Comme organe de mesure, à la sortie de l'amplificateur un galvanomètre utilisé en balistique donne d'excellents résultats.

La plupart des applications industrielles permettent d'utiliser des fréquences de rupture du faisceau lumineux comprises dans l'intervalle musical, d'ailleurs très étendu puisqu'il va de moins de 30 par seconde à plus de 15.000.

Ces fréquences sont particulièrement commodes car le récepteur téléphonique qui permet de repérer les courants est un instrument très robuste et bon marché.

En utilisant un disque perforé, muni de secteurs alternativement opaques et transparents, et monté sur un petit moteur électrique, on peut réaliser facilement toutes les fréquences désirées. Il suffit de modifier le nombre de trous du disque et sa vitesse de rotation. Dans cet intervalle de fréquences, la liaison entre étage par transformateur est très recommandable puisque l'amplification par étage est alors déterminée par le rapport des puissances fournies par la plaque et cédées à la grille, tandis que la liaison par résistance-capacité ne donne qu'une amplification en volts.

Enfin pour les phénomènes très rapides, tels que le télépointage ou la télévision, la fréquence de rupture du faisceau lumineux doit être beaucoup plus élevée, par exemple 10^5 ou 10^6 par seconde.

Le disque tournant peut encore être utilisé pour effectuer la mo-

Digitized by Google

dulation de la lumière à la fréquence désirée mais alors il est nécessaire de recourir à certains artifices pour éviter la trop grande vitesse de rotation. L'un des meilleurs consiste à utiliser le principe des coïncidences. Le disque tournant est constitué par exemple par une plaque photographique sur laquelle on a effectué, par réductions, des enregistrements de secteurs égaux, alternativement opaques et transparents. Un disque, même de petit diamètre, peut en compter plusieurs milliers.

On tire alors par contact une copie photographique d'un fragment de ce disque à l'endroit où devra passer le faisceau lumineux.

Cette copie, après développement et fixage est montée d'une façon rigide sur la trajectoire du faisceau lumineux à très faible distance du disque tournant, ou de son image. Chaque fois qu'il y a coïncidence entre les parties opaques du disque tournant, et celles de la copie immobile, la lumière qui traverse passe par un maximum. Chaque fois qu'il y a au contraire opposition, c'est-à-dire chaque fois que les secteurs transparents du disque tournant sont obturés par les secteurs opaques de la copie, la lumière qui traverse passe par un minimum.

Or, ces deux positions relatives se succèdent un très grand nombre de fois par seconde. Par cet artifice on parvient ainsi à moduler toute la surface d'un large faisceau lumineux, bien que la dimension des secteurs ou des trous du disque tournant soit très inférieure à cette largeur.

Pour les fréquences très élevées ainsi réalisées, la liaison entre étage par résistance-capacité reprend tous ses avantages, car il est très difficile d'éviter que les enroulements des transformateurs ou des selfs de liaison ne soient pas oscillants, ce qui réduirait très notablement la vitesse de réaction, en introduisant des phénomènes parasites.

Si l'on fait usage de cellules remplies d'argon à basse pression, comme c'est généralement le cas, il est indispensable de choisir le potentiel accélérateur de la cellule suivant la quantité de lumière et la fréquence utilisées; faute de prendre cette précaution, on s'expose, soit à provoquer l'illumination intempestive de la cellule, soit à constater une hystérésis très notable de celle-ci pour les fréquences élevées. Pour les fréquences basses et les éclats lumineux faibles, on peut choisir une tension qui est de quelques volts ou même dixièmes de volt, au-dessous de la tension disruptive. On bénéficie alors au maximum des avantages qui résultent de l'introduction du gaz ionisable dans l'ampoule. Cet avantage peut correspondre à plus de 100.

Digitized by Google

Pour les fréquences musicales il est prudent de se tenir au moins à une dizaine de volts au-dessous de cette valeur, sous peine de constater, soit des irrégularités, soit une réduction de la sensibilité. Pour les fréquences élevées, il est indispensable de prendre un potentiel accélérateur très faible, une quarantaine de volts seulement par exemple ; le gain résultant de la présence du gaz est alors relativement faible seulement 3 ou 4 fois.

L'emploi de cellules complètement vidées semble éviter ces inconvénients et s'impose pour les hautes fréquences. Si l'on dispose d'un

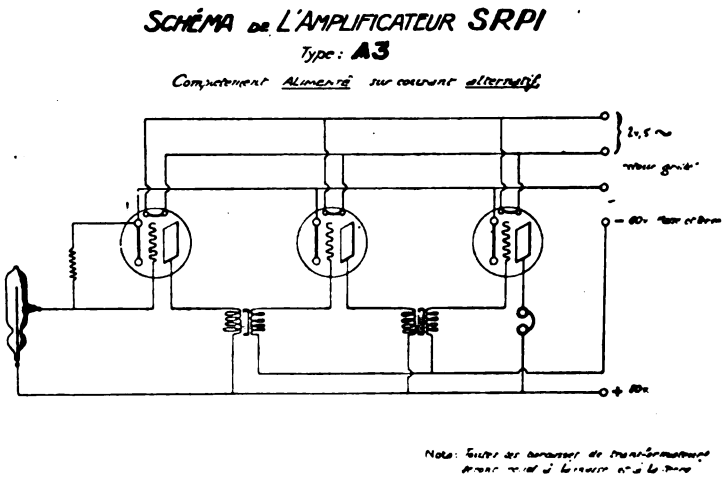


Fig. 1.

éclat lumineux très faible, il est prudent, même pour les fréquences de réduire notablement le potentiel accélérateur pour éviter le soufflement qui résulte de la floculation des charges électrisées dans l'ampoule et qui augmente beaucoup avec lui.

Le défaut d'isolement entre la cathode et l'anode joue un rôle très important dans le cas de faible éclat lumineux et lorsqu'on utilise de très basses fréquences ou dans le cas particulièrement extrême du courant continu. On peut réduire cette influence parasite en employant entre les électrodes un anneau de garde. Les cellules en quartz, dont l'isolement est très élevé sont très pratiques en cette circonstance. Au contraire, pour les fréquences musicales, et *a fortiori* pour les fréquences élevées, l'isolement cathode-anode est sans grande importance, car la perte par conductibilité superficielle du verre est sensiblement constante, et n'a pratiquement pas de

Digitized by Google

composante alternative audible. Par contre, la capacité entre cathode et anode joue un rôle capital et doit être réduite au minimum, c'est pour cela que l'on a réduit la surface de l'anode en la constituant par un simple fil (Voir figure 1).

Quand on possède une assez forte quantité de lumière, l'association d'une cellule à un amplificateur est excessivement simple, et les amateurs, qui possèdent chez eux des postes de T. S. F. comprenant un ou plusieurs étages de basse fréquence, peuvent utiliser très facilement la cellule avec le disque tournant. Il suffit de relier la cathode de la cellule à la grille de la première lampe, et l'anode de la cellule à la borne positive de la batterie de tension plaque de 120 volts par exemple.

Un son intense apparaît dans le haut-parleur sitôt que la cellule reçoit le faisceau lumineux capté, la hauteur du son dépend naturellement de la vitesse de rotation du disque.

Précautions à prendre dans la construction des amplificateurs pour cellules photo-électriques.

S'il est très facile d'obtenir en gros le résultat, s'il est loisible à chacun de l'essayer en utilisant par exemple une lampe de 16 bougies placée à 50 cm de la cellule, le problème se complique beaucoup sitôt que l'on opère avec des quantités de lumière faibles.

Parasites, bourdonnements de secteur, ronflements, accrochages intempestifs des étages les uns sur les autres, sifflements, tel est le cortège des difficultés qui viennent décourager le chercheur peu persévérant.

Ces obstacles d'ailleurs se rencontrent couramment avec tous les amplificateurs très sensibles.

Examinons ce qui se passe lorsqu'une cellule reliée à un amplificateur de basse fréquence est placée dans l'obscurité. La résistance de la cellule est presque infinie, la grille est « en l'air ». Dans ces conditions elle est d'une sensibilité « infernale » à tous les champs électriques magnétiques, et aux ondes acoustiques extérieures.

Nous sommes, en effet, vous le savez, noyés dans un champ électrique terriblement variable, et qui provient des canalisations électriques de lumière, force motrice, téléphone, sonneries, etc...

Le champ électrique continuellement variable est sans aucun inconvénient pour la plupart de nos appareils ; il est absolument insupportable pour un amplificateur.

Digitized by Google

Les filaments de l'amplificateur reliés à la batterie de chauffage, présentent toujours une très forte capacité par rapport au sol. Si les conducteurs ou matières conductrices qui sont au voisinage de la cathode, de la grille de la lampe à 3 électrodes, ne sont pas exactement à ce même potentiel, un courant de capacité apparaîtra qui modifiera le potentiel de la grille.

Comme la capacité grille filament est excessivement faible, de l'ordre de quelques unités électrostatiques, il suffit d'une capacité très minime entre les corps conducteurs dont nous venons de parler et la grille pour que le potentiel varie d'une manière appréciable.

L'amplificateur comporte généralement 4 étages et permet d'obtenir des amplifications de l'ordre de 10^6 ou 10^7, il est facile de se rendre compte que des tensions de 1/100 ou 1/10.000 de volt des corps conducteurs, pourront produire dans l'écouteur un bourdonnement infernal. Or, des champs électriques de cet ordre provenant notamment du secteur alternatif sont tout à fait courants.

Quand on voudra donc utiliser la cellule avec de faibles éclairements, la première condition sera de supprimer tout champ électrique ou magnétique variable le long du fil d'anode allant à la grille de la première lampe. C'est dans ce but qu'on utilise les connections blindées, c'est-à-dire des connections entourées d'un tube métallique souple dont le potentiel est le même que celui du filament.

Si la fréquence est assez élevée, l'isolement de cette connection n'a pas besoin d'être très soigné, un bon fil de magnéto suffit.

Mais si l'on veut opérer à des fréquences basse ou en régime continu, il est indispensable que le fil soit supporté en un petit nombre de points seulement, par des matières comme de l'ambre ou de l'ambroïne ayant une très haute valeur isolante. C'est le tube de garde bien connu des physiciens.

Les parois de la cellule et les parois de la lampe amplificatrice sont également sensibles aux champs extérieurs. Sitôt que l'on veut faire un travail un peu sensible et soigné, il est indispensable de les blinder. Ce principe du blindage n'est d'ailleurs pas nouveau, il est bien connu des radios et pratiqué depuis longtemps dans les postes d'émission ; mais sa nécessité n'apparaît pas autant qu'avec la cellule photo-électrique.

Pour cette dernière on utilise une petite boîte métallique qui se raccorde par une baïonnette à la connection souple. L'amplificateur doit être, lui aussi, complètement protégé contre les actions extérieures par une boîte en aluminium ou en tôle suivant la fréquence.

Digitized by Google

Avec ces précautions, il est relativement facile d'obtenir un amplificateur de plusieurs étages parfaitement silencieux. On peut se proposer alors de multiplier les étages d'amplification pour augmenter la sensibilité. On est dans ce cas bien vite arrêté par l'auto-accrochage de l'amplificateur ; c'est-à-dire que le dernier étage d'amplification réagit sur le premier, et que des oscillations entretenues prennent naissance.

On peut éviter presque complètement ces inconvénients, en cloisonnant les divers étages, c'est-à-dire en les disposant individuellement dans des boîtes métalliques séparées.

Les transformateurs basse fréquence sont disposés de préférence en croix l'un par rapport à l'autre. On complètera cet ensemble en mettant entre les bornes d'alimentation, chauffage et tension plaque, de très fortes capacités, ainsi que par rapport à la terre.

Une disposition encore meilleure et que nous adoptons pour tous les appareils sensibles, consiste à mettre à l'entrée un filtre passe bas, tout à fait analogue à celui que l'on utiliserait à la suite d'un redresseur. Si l'amplificateur comporte un très grand nombre d'étages, on alimente les plaques successivement à travers plusieurs groupes de filtres passe bas. On peut de la sorte alimenter avec les mêmes batteries un nombre considérable d'étages en cascade ce qui aurait été complètement impossible autrement.

A toutes ces difficultés d'ordre électrique viennent s'ajouter des difficultés d'ordre acoustique si le courant plaque du dernier étage est utilisé dans un haut-parleur. De magnifiques accrochages acoustiques sont alors remarqués, et ce phénomène connu sous le nom d'effet Lansen, nécessite un blindage acoustique très soigné. Ce blindage est réalisé avec du feutre et du caoutchouc mousse.

En prenant les précautions que nous venons d'indiquer on peut obtenir une extrême sensibilité, tout en ayant une excellente fidélité et un silence presque absolu.

En effectuant convenablement les blindages, on peut utiliser avec succès des lampes à chauffage indirect.

Bien construit, l'ensemble « cellule amplificateur » est alors d'un emploi très pratique. L'appareil se présente à ce moment sous la forme d'une boîte d'où s'échappe seulement une prise de courant qui sera reliée au secteur et une fiche où est introduit le casque ou le haut-parleur.

La cellule placée au bout de sa trompe, peut être utilisée n'importe où.

La capacité cathode-anode de la cellule est toujours négligeable

Digitized by Google

par rapport à la capacité grille du triode. L'emploi de lampes à grille-écran permettra dans un avenir prochain d'augmenter très notablement la puissance utilisable de tels amplificateurs, tout en réduisant le nombre de lampes.

Des essais effectués récemment avec des lampes de fabrication étrangère permettent de s'assurer dès maintenant que des progrès considérables seront réalisés prochainement dans cette voie.

Malheureusement il est fort difficile de trouver en France les lampes spéciales qui conviennent pour cette application et notre industrie nationale a dans ce domaine une avance de plusieurs années à rattraper sur nos voisins de l'autre côté de l'Océan.

(*à suivre*)

P. TOULON.

Digitized by Google

SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T. S. F.

Liste des nouveaux Sociétaires.

MM. Surel (Alex), sous-ingénieur des P. T. T., station de T. S. F. de Croix d'Hins (Gironde).

Delaye (Emile), agent de fabrique pour l'exportation, 2, rue St-Mathieu, Paris 18e.

Galibert (Albert), ingénieur, ancien élève de l'Ecole Polytechnique, 48, rue Carnot, Avignon (Vaucluse).

Monnet (André), étudiant, 10, rue Albert, Paris, 13e.

Roux (Léon), ingénieur, 36, avenue Duquesne, Paris, 7e.

Cavalin (Jean), lieutenant d'artillerie coloniale, 7, boulevard de la République, à Chaville (Seine-et-Oise).

Colville (Alfred), ingénieur radio E.S.E, chez Madame Denis à Limours (Seine-et-Oise).

Reingold (Daniel), étudiant, 2, rue des Mauvais-Garçons, Paris, 4e.

Belus (Raoul), ingénieur des Télégraphes, 37, rue Jonquoy, Paris, 4e.

Martinez (Francisco), ingénieur des Télégraphes, Studio Hôtel, 158, rue de Paris, Vanves (Seine).

Kwal (Bernard), étudiant, 33, rue Dutot, Paris, 15e.

Pierret (Emile), assistant à la Faculté, Institut de Physique, Nancy (Meurthe-et-Moselle),

Belakhowsky (Elie), étudiant, 89, rue de la Santé, Paris, 13e.

Boezko (Izaac), étudiant E. S. E., 35, rue Edgar-Quinet, Malakoff (Seine).

Sallam (Zaky), étudiant, 2, rue Béranger, Malakoff (Seine).

Garreau (Jacques), lieutenant de vaisseau, 7, rue Campagne-Première Paris, 14e.

Malbec (Marcel), officier de marine, 158, rue de Paris à Vanves (Seine).

Glazer (David), ingénieur I. E. N., 2, rue Béranger, Malakoff (Seine).

Teyssonnières (Lucien), 37, rue de Lille, Paris, 7e.

Kiriloff (Alexandre), ingénieur radio E S. E, 40, avenue Dubois, à Vitry-sur-Seine (Seine).

Trestchenkoff (Georges), ingénieur-électricien I. E. N, 25, rue Victor-Hugo, Bois-Colombes (Seine).

Martin (Raymond), ingénieur E. C. P. et E.S.E., 11, avenue d'Alsace-Lorraine, à Grenoble (Isère)

Distroffe (André, ingénieur-électricien, 27, rue des Plantes, Paris, 14e.

Smagghe (Gustave), ingénieur E. S. E. 32, boulevard Pasteur, Paris, 15e.

Digitized by Google

Iliesco (Pierre), étudiant en médecine, 214, rue Saint-Jacques, Paris, 5e.

Herbays, capitaine du Génie, 107, avenue Albert-Giraud, Schaerbeek, Belgique.

Etablissements E. Ragonot, 13, route de Montrouge, Malakoff (Seine).

Cecconi (Luigi), lieutenant de vaisseau, ministère de la Marine, Rome, (Italie).

Barbieri (Francesco), Ingénieur, Piazza Chiodo 1, Spezia (Italie).

Lenoir (Marcel), capitaine du Génie, 18e Génie à Lille (Nord).

Tasbille (Pierre), négociant, 8, rue de Paris, Valenciennes (Nord).

Digitized by Google

CONFÉRENCE DE DOCUMENTATION

LA MESURE ABSOLUE DES FRÉQUENCES RADIOÉLECTRIQUES [1]

par B. DECAUX.

Ancien Elève de l'Ecole Polytechnique,
Ingénieur au Laboratoire National de Radioélectricité.

SOMMAIRE. — Les principaux organes d'une installation de mesure absolue des fréquences, étalon de temps, oscillateurs étalons de basse et haute fréquences, sont reliés entre eux par des dispositifs multiplicateurs et démultiplicateurs. L'auteur indique le principe de ces appareils ainsi que les précautions à prendre dans leur emploi.

La seconde partie de cette étude est consacrée à la description sommaire de quelques installations réalisées aux Etat-Unis et en Europe, particulièrement en France.

Le développement constant des transmissions radioélectriques a provoqué une multiplicité des émissions fort préjudiciable à la sélection. Il est absolument nécessaire, pour réduire les brouillages au strict minimum, qu'une répartition raisonnée des fréquences soit appliquée aux diverses stations, et que cette répartition soit rigoureusement observée. On est ainsi amené à prévoir une mesure très précise de ces fréquences. Par ailleurs de nombreuses mesures électriques (la détermination de l'ohm en valeur absolue, par exemple), exigent la connaissance exacte des fréquences.

Nous essaierons ce soir d'exposer les différentes méthodes générales adoptées pour la mesure *absolue* des fréquences radioélectriques, négligeant provisoirement la mesure pratique, obtenue à partir des ondemètres étalons secondaires.

Et d'abord, pourquoi parlons-nous de *fréquences* et non de longueurs d'ondes? Voici une petite question de principe qui a jusqu'ici soulevé quelques commentaires et qu'il me semble intéressant d'examiner. La fréquence d'un phénomène périodique est une constante intrinsèque de ce phénomène ; sa longueur d'onde, dépendant du milieu de propagation, n'en est qu'une grandeur dé-

(1) Conférence de documentation faite à la S.A.T.S F. le 18 juin 1929.

Digitized by Google

rivée. La comparaison avec la masse et le poids est immédiate. Or, la considération de la longueur d'onde fait intervenir la valeur de la vitesse de propagation, en fait assez mal connue. De plus, la notion de fréquence fournit de précieux renseignements dans tous les cas de modulation ou de battements, si souvent en jeu. Cela nous amène à parler incidemment des mesures directes des *longueurs d'ondes*. Les diverses méthodes dérivées des fils de Lecher atteignent, je crois, plus difficilement le degré de précision cherché. Les corrections nécessaires, l'incertitude sur les constantes diélectriques, etc., rendent plus délicates les mesures très exactes. Ces méthodes restent cependant les seules applicables à la mesure des ondes de quelques centimètres. En passant, signalons que l'unité de fréquence, appelée très souvent le « *cycle par seconde* » (l'expression « cycle » — tout court — est incorrecte) restera pour nous, jusqu'à nouvel ordre, la « *période par seconde* ».

Cette parenthèse fermée, rappelons les grandes étapes de l'importante question des mesures absolues de fréquences. Avant la guerre on partait d'une inductance et d'une capacité calculées ou mesurées par des méthodes d'électrotechnique générale ; la précision était affectée de toutes sortes de facteurs. H. Abraham et E. Bloch apportèrent un progrès considérable avec la méthode des harmoniques et le multivibrateur [1] (1). Mais les variations possibles dans les multivibrateurs et les hétérodynes de mesure rendaient assez vite insuffisante la précision obtenue pour les fréquences élevées. Les méthodes ont donc été très perfectionnées et surtout dans le but d'étendre la gamme des fréquences mesurées avec grande précision. Il ne faut pas oublier, en effet, que les fréquences qui réclament désormais la plus grande exactitude sont comprises entre 150 et 1 500 kp:s (*radiodiffusion*) et entre 3 et 30 Mp:s (ondes dites « *très courtes* »). Or, définir seulement 10 kp:s sur 30 Mp:s c'est atteindre déjà 3 10.000 me.

Principe général des mesures.

La mesure absolue d'une fréquence consiste, comme l'eût dit feu M. de La Palisse, à compter le nombre d'oscillations dans l'unité de temps. Quelle est donc cette unité de temps ? C'est la seconde

(1) Les chiffres entre crochets renvoient au répertoire bibliographique ; nous y avons réuni de nombreux documents dans lesquels le lecteur trouvera les matériaux d'une étude approfondie.

Digitized by Google

C. G. S., 86.400ème partie du jour solaire moyen. L'étalon de temps est donc pratiquement représenté par la pendule directrice d'un observatoire. On adopte généralement un étalon secondaire local, la marche d'un chronomètre pouvant être connue avec une approximation suffisante.

Une installation de mesure absolue comprendra toujours :

un étalon de temps,

un oscillateur étalon de basse fréquence, ou un oscillateur étalon de haute fréquence (ou plusieurs).

La comparaison entre ces divers étalons est effectuée par multiplication ou démultiplication de fréquence. Il reste enfin à comparer la fréquence à mesurer avec l'oscillateur étalon. C'est là qu'intervient l'ondemètre ou plus généralement l'organe d'interpolation (fig. 1).

L'oscillateur étalon de basse fréquence est généralement un dia-

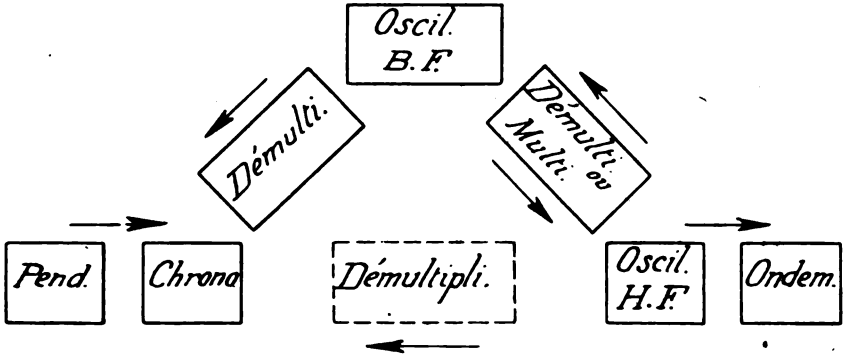


Fig. 1.

pason entretenu par triode. Les oscillateurs de haute fréquence sont des générateurs ordinaires à lampes dans quelques cas, mais plus souvent des oscillateurs à quartz.

Nous allons donc examiner, si vous le voulez bien, les étages successifs des appareils compris entre le chronomètre et l'oscillateur à étalonner. Puis nous décrirons rapidement quelques-unes des installations réalisées dans les laboratoires de France et d'ailleurs.

Le diapason. — Etalonnement.

Les expérimentateurs qui basent leurs étalonnements sur un diapason ne procèdent pas tous à son étalonnement absolu. Or, celui-

Digitized by Google

ci est de première importance. En effet, la fréquence d'un diapason n'est pas immuable ; elle dépend de l'amplitude, de la manière dont s'effectue l'entretien, du champ magnétique des électro-aimants, etc. La plupart des diapasons sont étalonnés chez les constructeurs sans entretien, acoustiquement, par rapport à des étalons méticuleusement conservés ; je ne pense pas qu'une précision de plus de 1/15.000ème puisse être ainsi atteinte, ne serait-ce qu'à cause de l'amortissement qui limite à 15 ou 20 secondes la durée d'un battement observable. Mais ce qu'il nous faut pour le diapason, c'est au strict minimum le 1/100.000ème. C'est pour cela qu'on ne peut employer un diapason libre comme étalon. La fréquence d'un tel diapason n'est d'ailleurs certainement pas aussi constante que celle d'un diapason entretenu. En effet, l'amplitude varie assez rapidement du fait de l'amortissement (l'oscillographe cathodique montre très facilement la variation de fréquence correspondante) ; de plus il est bien difficile de lancer un diapason avec une amplitude initiale constante [2] [3].

L'étalonnement absolu du diapason est donc primordial. Sa qua-

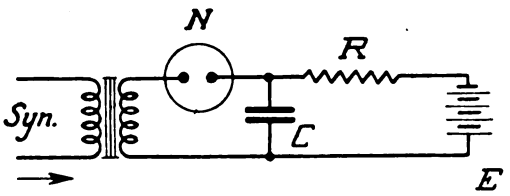


Fig. 2.

lité découlera de la longue durée de la comparaison. Les contacts des chronomètres et des garde-temps (sauf les pendules photo-électriques) « boitent » toujours plus ou moins, il faut donc répartir l'erreur sur un très grand nombre de secondes. La démultiplication de la fréquence du diapason est électrique ou mécanique, et la comparaison se fait visuellement ou par enregistrement.

La démultiplication électrique s'effectue avec une grande facilité au moyen des oscillations de relaxation, d'un tube à néon par exemple. Un tube à néon, branché sur une capacité, est alimenté à travers une résistance élevée. Une petite tension alternative venant du diapason synchronise les oscillations lorsque leur fréquence est voisine d'un sous-multiple de celle du diapason (fig. 2) [4] [5]. Avec plusieurs étages on peut aller jusqu'à la seconde. La compa-

Digitized by Google

raison visuelle est possible par stroboscopie. L'enregistrement du courant du tube à néon rend l'opération automatique [6] [7].

La démultiplication mécanique est réalisée par une roue phonique ou un moteur synchrone alimenté par le courant du diapason ou du tube à néon. Des trains d'engrenages commandent soit un cadran d'horloge (observation visuelle), soit une roue à contacts (enregistrement).

L'entretien.

C'est encore un très gros point, car la fréquence doit se maintenir aussi constante qu'il est possible. Un triode (quelquefois 2 en cascade) est monté en amplificateur de basse fréquence entre deux électro-aimants devant lesquels vibre le diapason. Il y a intérêt à régler les tensions de batteries à des valeurs définies ; l'usage de transformateurs ou l'accord des bobines améliorent le fonctionnement. La monture du diapason doit être très soignée pour que

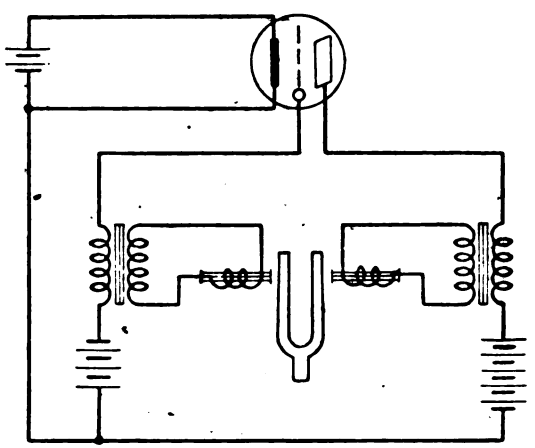


Fig. 3.

l'amortissement reste invariable. On prendra de grandes précautions pour fixer toutes les caractéristiques de l'appareil, de nombreuses causes de variation menaçant la qualité de la fréquence. La fixation des électro-aimants aura une rigidité suffisante pour éviter des modifications d'entretien; leur aimantation doit rester très constante [3] (fig. 3).

Le diapason est la plupart du temps en élinvar pour diminuer le

Digitized by Google

coefficient de température qui n'atteint plus guère que 1/1.000.000ème par degré. Cependant l'emploi d'une cuve thermostatique se justifie pour les très hautes précisions. La fréquence du diapason est généralement de l'ordre de 1 000 p:s; cependant certains auteurs recommandent une fréquence de l'ordre de 100, simplifiant l'usage des roues phoniques.

Enfin, citons que Pierce a préconisé l'emploi d'oscillateurs à magnétostriction, pour remplacer les diapasons [8].

Les oscillateurs à quartz.

Presque tous les systèmes d'étalonnement absolu et beaucoup de dispositifs de mesures relatives comportent des oscillateurs piézo-électriques. Nous ne nous étendrons pas sur ce sujet bien connu et maintes fois exposé ici. Rappelons seulement les montages utilisés dans les mesures de fréquences. Ils comprennent un circuit oscillant dans le circuit de plaque, ou bien une forte inductance. Le cir-

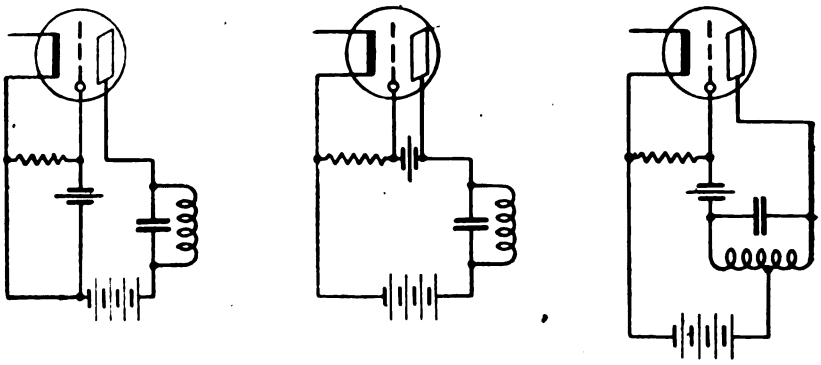


Fig. 4.

cuit oscillant favorise la fréquence fondamentale, l'inductance faisant au contraire mieux ressortir les harmoniques ; de toute façon la réactance du circuit doit être inductive pour permettre l'amorçage des oscillations. Dans le montage le plus courant le quartz est placé directement entre grille et filament, sans aucun couplage avec la plaque ; parfois il est branché entre grille et plaque ; enfin, dans quelques cas on emploie seulement le quartz pour stabiliser les oscillations déjà amorcées (fig. 4).

De toute manière, de grandes précautions doivent être prises si

Digitized by Google

l'on désire atteindre une précision élevée. Les tensions de batteries seront vérifiées et réglées soigneusement, les circuits aussi rigides que possible, l'intervalle d'air très constant. La valeur de l'énergie soutirée à l'oscillateur a une grosse importance ; on gagne à intercaler un étage d'amplification par lampe à grille-écran. Les caractéristiques de la lampe intervenant dans la fréquence obtenue, il faut avoir en réserve un jeu de lampes triées et comparables. Enfin l'emploi d'un thermostat s'impose, la valeur du coefficient de température variant suivant les auteurs de 10^{-5} à 10^{-4} par degré [9].

Les fréquences fondamentales pratiques de ces cristaux s'échelonnent entre 25 kp:s et Mp:s, et surtout au-dessus de 50 kp:s. Pour obtenir des fréquences plus basses, certains auteurs, préférant les quartz aux diapasons, ont imaginé des artifices variés. Les uns taillent un quartz avec un gradin pour obtenir deux ondes voisines qui battent ; d'autres opèrent par battements entre deux

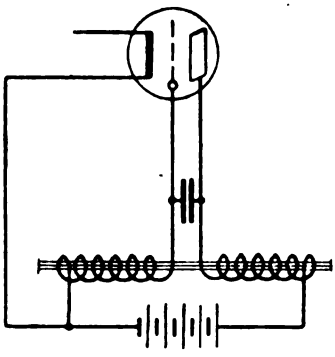


Fig. 5.

quartz séparés [10]. Enfin, il a été récemment proposé d'utiliser le quartz comme résonateur récepteur dans un montage avec tuyau sonore [11]. La complication de cet appareil semble exagérée.

Les oscillateurs à magnétostriction, étudiés surtout par Pierce, permettent de descendre facilement jusqu'aux fréquences musicales. Les barreaux deviennent alors assez encombrants. Pierce a réussi, par des combinaisons de barreaux bimétalliques à rendre infime le coefficient de température [8] (fig. 5).

Il ne semble pas, tout bien examiné, que tous ces appareils soient destinés, pour le moment, à supplanter les diapasons dans la pro-

Digitized by Google

duction des fréquences acoustiques. Ces derniers possèdent de telles qualités de robustesse, de simplicité et de constance, qu'ils constituent certainement l'étalon idéal de fréquence. Nous n'en voudrons comme exemples que les deux faits suivants : la fréquence des stations anglaises de radiodiffusion émettant sur onde commune, est fournie par les harmoniques d'un diapason ; on envisage un peu partout de contrôler les pendules garde-temps par des diapasons,... au lieu de faire l'inverse.

Mais tout ceci nous écarte un peu de notre sujet, revenons à la chaîne d'oscillateurs. Avant d'examiner le mode opératoire qui permet de les relier entre eux, disons quelques mots des hétérodynes qui servent souvent d'oscillateurs de mesure intermédiaires. Elles sont très souvent synchronisées, ce qui évite les risques de variation de fréquence ; lorsqu'elles sont indépendantes, il y a intérêt à réduire ces risques au minimum, en prenant diverses précautions. La constance des batteries est primordiale ; l'emploi d'accumulateurs de capacité notable semble indispensable ; l'introduction d'une résistance shuntée dans le circuit de grille apporte une régulation assez sérieuse. Si l'invariabilité maximum est envisagée, le principe de l'ondemètre-hétérodyne Fromy paraît être la solution irréprochable de l'oscillateur à fréquence stable réglable dans une gamme étendue [12].

Multiplication et démultiplication.

La liaison entre les oscillateurs de basse et haute fréquence s'effectue par l'intermédiaire d'un « rouage » électrique qui multiplie (en général) ou démultiplie la fréquence de l'un des deux pour la comparer à l'autre.

Ici encore les oscillations de relaxation fournissent des organes très pratiques. Le multivibrateur, ancêtre et modèle du genre, déjà ancien, sert encore souvent. Ses inconvénients, négligeables à l'époque de son invention, l'ont fait abandonner par beaucoup d'expérimentateurs, mais d'autres y ont remédié par des perfectionnements importants. Le principal défaut était l'instabilité, due surtout aux batteries ; la synchronisation, très facile, la supprime complètement. On emploie ainsi généralement deux multivibrateurs commandés par un diapason, l'un sur la fondamentale, l'autre sur un harmonique élevé.

Eccles a appliqué les propriétés des tubes à néon oscillants à la

Digitized by Google

constitution d'un multivibrateur synchrone. Le diapason a son bobinage disposé dans le circuit d'alimentation et se trouve ainsi automatiquement entretenu ; il impose sa fréquence au système [13] (fig. 6). Nous avons réalisé un appareil analogue avec les oscillations de relaxation d'un tétrode à résistance négative [14] (fig. 7). Mais ces montages ne permettent pas de grandes précisions, l'entretien du diapason se faisant dans des conditions mal définies.

Citons encore comme exemple d'applications des oscillations de relaxation la démultiplication des fréquences par l'intermédiaire de

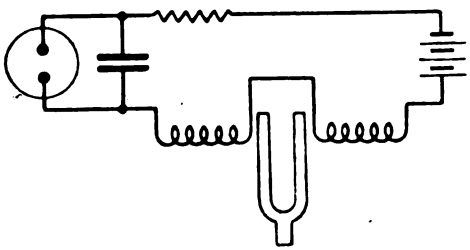


Fig. 6.

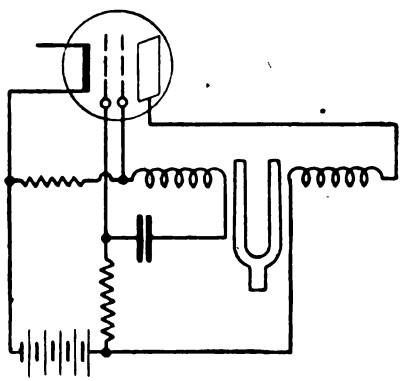


Fig. 7.

générateurs à triodes. Un tel oscillateur peut toujours être considéré comme un oscillateur à relaxation, puisque dans les parties courbes des caractéristiques le terme résistance est fonction de l'amplitude. De fait, il est facile de synchroniser un oscillateur à triode par un courant de fréquence multiple.

La multiplication des fréquences par hétérodynes synchronisées, si brillamment réalisée par Mercier [15] [16], ne procède pas d'un phénomène de ce genre, car il y a là excitation périodique d'un circuit oscillant par un courant de fréquence sous-multiple. Cependant, le problème de la synchronisation d'un générateur à triode, même sur sa fondamentale, n'est pas aussi clair et simple qu'on pourrait le croire à première vue, et il serait fort intéressant de le voir traité de manière approfondie. Il semblerait que des oscillations forcées se substituent aux oscillations libres, l'appareil ne fonctionnant plus que comme amplificateur à résonance. Quoi qu'il en soit, les hétérodynes synchronisées, soit par leur fondamentale, soit par un sous-multiple, sont très utilisées.

Digitized by Google

Un autre procédé de multiplication souvent employé consiste à déformer la courbe du courant fourni par le diapason, et à isoler un des harmoniques ainsi produits. On sait qu'en disposant un circuit oscillant, accordé sur un harmonique du courant envisagé, dans le circuit de plaque d'un triode détectant « par la plaque », on recueillera aux bornes de ce circuit la tension cherchée ; les pointes de courant de plaque provoquées par la détection excitent par choc le circuit harmonique (fig. 8). Cette multiplication par détection est souvent opérée en plusieurs étages successifs séparés par des amplificateurs.

Rappelons qu'il ne faut pas confondre les « harmoniques » dont

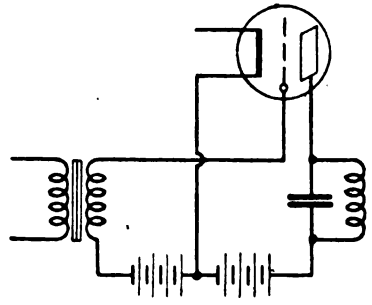


Fig. 8.

il s'agit ici, avec les oscillations « d'ordre supérieur » qui se manifestent dans les diapasons ou les quartz. Ces oscillations sont produites par un mode de vibration mécanique particulier et fournissent des fréquences *voisines* des multiples de la fondamentale, mais voisines seulement. Au contraire dans les systèmes de multiplication on utilise les harmoniques d'un courant dont l'expression est décomposable en série de Fourier et dont les fréquences sont bien rigoureusement multiples de la fondamentale.

Signalons, enfin, le procédé de démultiplication un peu spécial mis en œuvre dans la méthode du Bell System, dont nous parlerons plus loin. La commande de l'oscillateur de basse-fréquence par le quartz est effectuée au moyen d'un régulateur automatique de fréquence assez analogue à celui de Chireix. Les variations de fréquence, transformées en variations de courant continu, agissent sur une bobine à noyau magnétique fermé et modifient son inductance; cette bobine fait partie du circuit oscillant et les variations de fréquence sont ainsi automatiquement corrigées.

Digitized by Google

Dans toutes les opérations de multiplication ou démultiplication de fréquences, il est indispensable de vérifier l'exactitude des rapports. Généralement cette vérification se fait par une méthode acoustique, en constatant l'absence de battements. L'oscillographe cathodique fournit une méthode visuelle plus pratique et plus précise [17] ; les courbes de Lissajous produites par la combinaison des deux courants indiquent d'ailleurs la valeur du rapport. Cette méthode est à peu près la seule utilisable (avec la stroboscopie), lorsque l'on emploie des fréquences infra-acoustiques, par exemple dans l'étalonnement absolu des diapasons.

Interpolation. — Etalonnement des ondemètres.

Les chaînes de multiplication de fréquences fournissent seulement des points définis isolés qu'il est nécessaire de réunir de façon continue, pour étalonner soit des oscillateurs de mesure, soit des émetteurs. Cette interpolation est généralement effectuée par des ondemètres. Ceux-ci peuvent être des oscillations étalonnés ou des circuits oscillants. L'étalonnement des oscillateurs ne présente aucune difficulté, car la méthode des battements fournit une précision considérable. On peut même déterminer des fréquences intermédiaires entre celles des harmoniques de l'étalon, en déterminant la hauteur de la note de battements. Un oscillateur à fréquence musicale étalonné, un sonomètre, un fréquencemètre à pont, rendent cette mesure facile et précise.

Les ondemètres proprement dits, circuits oscillants accordés sur l'onde considérée, doivent, comme d'ailleurs les générateurs, être constitués mécaniquement et électriquement avec beaucoup de soins ; leur gamme sera très faible si l'on désire une grande précision de lecture. Ceci n'est pas notre sujet aujourd'hui, mais nous ferons remarquer incidemment que les erreurs d'interpolation résultent en grande partie des défauts matériels de l'appareil [18] [19].

Quoi qu'il en soit le point principal est l'indication de la résonance ; les méthodes ne manquent pas, mais elles ont toutes plus ou moins d'inconvénients. Toutes, elles nécessitent un couplage de l'ondemètre avec un oscillateur ; ce couplage, s'il est notable et si l'oscillateur n'est pas stabilisé, modifie la fréquence du générateur; il y a donc de grandes précautions à prendre.

L'indicateur de résonance le plus répandu est constitué par un

Digitized by Google

voltmètre ou un ampèremètre indiquant un maximum au moment de la résonance. De ce type sont les couples thermoélectriques, les tubes à néon, les détecteurs à lampe ou à contact. Ils introduisent presque tous de l'amortissement et des capacités parasites. De plus, la précision de lecture n'est pas toujours très grande si l'on maintient le couplage à la faible valeur nécessaire pour éviter les réactions. Tous ces indicateurs conviennent mieux pour l'exploitation des ondemètres que pour leur étalonnement. Les quartz lumineux de Giebe sont très précis, mais ne permettent pas l'interpolation puisque leur fréquence est fixe. Il en est de même de la méthode de Tawil.

Armagnat apporta un important perfectionnement avec la méthode de zéro ; l'opposition judicieuse des tensions aux bornes d'une résistance rend possible le repérage d'une fréquence sur un circuit oscillant avec une précision intéressante. Mais l'énergie indispensable est assez élevée et l'on est souvent amené à exagérer les couplages, au risque de dérégler les oscillateurs. Par ailleurs la méthode est inapplicable aux ondes courtes à cause des couplages parasites et des pertes inévitables dans ce montage [20].

Il semble à peu près admis que la méthode la plus pratique d'indication de résonance sur un ondemètre est celle des « courbes de Townsend ». Son principe est basé sur la modification de fréquence de l'oscillateur due au couplage du circuit accordé, que l'on cherche justement à éviter dans les autres méthodes. On sait que dans certaines conditions de couplage la fréquence du générateur, lorsque l'on augmente la fréquence du circuit, croît, passe par un maximum, décroît, passe par un minimum et revient à sa valeur normale. Lorsque l'ondemètre est rigoureusement accordé, la fréquence de l'oscillateur est exacte. Si donc on amène une hétérodyne à l'unisson avec l'oscillateur de mesure et si l'on manœuvre le condensateur de l'ondemètre on entendra des battements de part et d'autre de la position exacte de résonance où l'on aura encore le silence (fig. 9). La mesure est remarquablement précise mais ne réussit qu'avec un couplage soigneusement choisi. Elle est très employée, tant pour la mesure des fréquences que pour celle des condensateurs [20], [21], [22], [23].

Nous avons utilisé, pour l'étalonnement des ondemètres à ondes courtes, une méthode d'interpolation un peu particulière basée sur la composition des fréquences par modulation [24]. L'oscillateur étalonné qui sert aux étalonnements d'ondes courtes est habituelle-

Digitized by Google

ment un oscillateur à quartz dont les harmoniques battent avec l'oscillateur de mesure. Or, les harmoniques sont parfois tellement espacés qu'il n'y en a guère que 2 ou 3 dans la gamme de l'ondemètre. On tourne souvent la difficulté en prenant des fréquences de départ assez basses et plusieurs quartz. Si l'on module l'onde fournie par le quartz, chaque harmonique se trouvera flanqué de deux oscillations de fréquences latérales différant de la sienne de la valeur de la fréquence modulatrice. L'oscillateur de modulation peut être un des oscillateurs de la chaîne de multiplication, ce qui procure une grande précision. Il est d'ailleurs à remarquer que l'erreur relative commise sur la fréquence modulatrice peut n'avoir

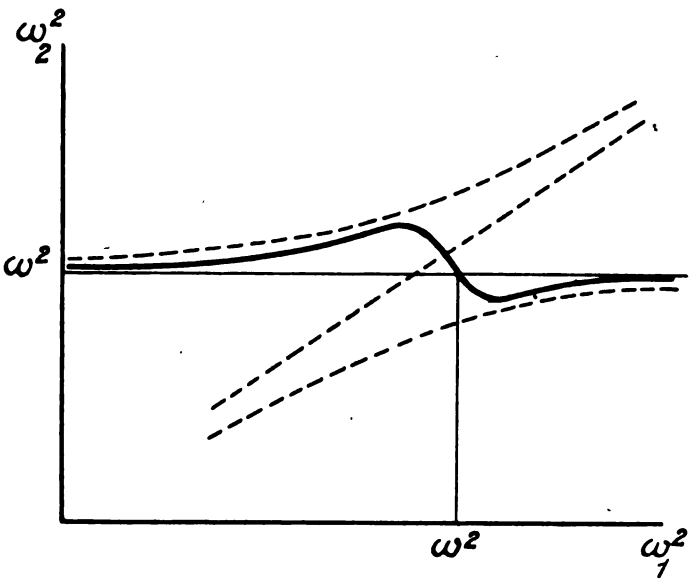


Fig. 9.

qu'une assez faible influence sur celle de la fréquence résultante, puisque cette dernière est beaucoup plus élevée.

Mesure absolue des fréquences à la réception.

Il est très intéressant de pouvoir mesurer à la réception la fréquence des émetteurs. Les services officiels de contrôle vérifient ainsi que les stations ont bien la fréquence qui leur est attribuée ; des postes éloignés des centres techniques comme les postes colo-

Digitized by Google

niaux, obtiennent, à distance, des indications précises sur leurs réglages.

D'une manière générale une installation de mesure à la réception comporte un récepteur et une hétérodyne que l'on règle à l'unisson de l'émetteur. La fréquence de l'hétérodyne est ensuite mesurée par une des méthodes habituelles.

L'installation de l'Union Internationale de Radiophonie, à Bruxelles, est un modèle du genre et assure la vérification périodique et suivie de la fréquence des émetteurs européens de radiodiffusion.

Nous avons appliqué à ces mesures la méthode de modulation des quartz qui permet, par une sorte de « changement de fréquence » (l'expression est à la mode...), d'effectuer des mesures absolues même sur de très courtes ondes. La mesure est faite en réalité sur la fréquence de modulation. On peut éviter l'emploi de l'ondemètre si l'on dispose d'harmoniques d'un diapason, en évaluant avec un fréquencemètre quelconque la hauteur de la note de battements.

Ensembles réalisés.

Nous allons maintenant passer en revue quelques-unes des installations fonctionnant dans divers laboratoires de mesures, en indiquant seulement les lignes générales et les particularités de chacune. Nous les avons choisies, à titre d'exemples, parce qu'elles sont assez distinctes les unes des autres et représentent bien les différentes méthodes « personnelles ».

Bureau of Standards [25].

Joliffe et Hazen ont monté au Bureau of Standards une chaîne de multiplication complète, alimentée par un diapason à 1 000 p:s et fournissant du courant à 4 Mp:s. Elle ne comporte aucun oscillateur mais seulement des détecteurs successifs séparés par des amplificateurs et des filtres. L'installation, dite « amplificateur harmonique », semble assez compliquée et utilise des lampes d'émission déjà puissantes. Un premier chaînon produit les fréquences jusqu'à 450 kp:s et alimente, le cas échéant, le deuxième chaînon. Aucun détail n'a été donné sur l'indicateur de résonance de l'ondemètre à étalonner. Un sonomètre servait pour l'étalonnement du

Digitized by Google

diapason et pour l'interpolation nécessaire à l'étalonnement d'un quartz.

Naval Laboratory [26].

En vue de constituer un étalon primaire pour la Marine Américaine, le Laboratoire de Recherches a étudié un ensemble de mesures permettant l'étalonnement absolu d'un oscillateur piézoélectrique de 25 000 p:s. Cette installation ne comporte pas de diapason. La source de courant musical est ici un alternateur à 500 p:s qu'entraîne un moteur de 5 CV à volant alimenté par une importante batterie. Un détecteur-multiplicateur, avec amplificateur et filtre permet de comparer cette fréquence à celle du quartz, par battements. Un chronographe inscripteur et un pont de Maxwell déterminent la vitesse du groupe par rapport à un chronomètre très bien connu ; la vitesse est réglée à la main d'après les battements entendus, le pont de Maxwell indiquant le sens de la variation. Sur le papier du chronographe (entraîné par le groupe) le chronomètre marque un point par seconde ; on déduit la vitesse (donc la fréquence de base) de l'inclinaison de la ligne de points, après déroulement.

L'interpolation est faite au moyen d'une hétérodyne de précision graduée linéairement en fréquences.

Bell System [27].

La méthode primitivement exploitée par le Bell System était une chaîne de multiplication par détection, partant d'un diapason à 100 p:s. Ce diapason alimentait un moteur synchrone entraînant un mouvement d'aiguilles d'horloge, que l'on comparait à un chronomètre ; une étude approfondie des causes de variation de la fréquence du diapason avait permis d'atteindre une constance remarquable. L'oscillographe cathodique était utilisé pour la comparaison des fréquences élevées.

La nouvelle installation a ceci de particulier qu'elle n'emploie aucun oscillateur de basse fréquence. L'oscillateur étalon est une hétérodyne stabilisée par un quartz de 50 kp:s. Un système de démultiplication de fréquence (rapport 10) par régulateur électromagnétique (que nous avons signalé plus haut), fournit du courant à 5 000 p:s qui fait tourner directement un moteur synchrone.

Digitized by Google

De grandes précautions ont été prises pour avoir un bon rendement. Un petit alternateur à 100 p : s, calé sur l'arbre du moteur, alimente un système d'horloge à moteur synchrone identique à celui du diapason antérieur. Il est inutile de dire que le quartz a été l'objet de soins méticuleux, écartant toute influence fâcheuse pour sa constance.

Les auteurs utilisent ensuite les harmoniques de l'oscillateur à 50 kp:s, mais n'ont pas indiqué leur méthode d'interpolation.

Italie [28].

L'Institut Radiotélégraphique de la Marine Italienne, possède une installation dont la source de courant est, comme pour la Marine Américaine, un gros alternateur; la fréquence de départ est ici de 6 000 p:s. Un stroboscope à néon sert à régler cet alternateur sur un diapason entretenu, soit par contact, soit par triode ; un compte-tours donne d'ailleurs la vitesse. Un doubleur de fréquence magnétique et un redresseur élèvent la fréquence ; si l'appareil à étalonner est un oscillateur à quartz, on opère par battements avec un oscillateur auxiliaire.

Pour l'étalonnement des quartz une seconde méthode a été également utilisée ; la mesure est faite cette fois directement sur la vitesse d'une roue phonique entraînée par démultiplication de la fréquence du quartz. Cette démultiplication s'effectue par synchronisation d'oscillateurs à triodes ; le rapport par étage varie de 5 à 8 et l'accrochage est contrôlé par stroboscope.

National Physical Laboratory [29].

L' « ondemètre harmonique » construit par Dye au N. P. L., il y a déjà quelques années, est le type de l'appareil à multivibrateurs. Un diapason en élinvar de 1 000 p:s synchronisait un multivibrateur sur cette fréquence ; l'étalonnement du diapason a été obtenu avec une roue phonique et un chronographe. Un deuxième multivibrateur était synchronisé par l'harmonique 20 du premier et l'on isolait ses harmoniques par un circuit oscillant dont les éléments furent étudiés avec grand soin. Tous les détails de cet ensemble et ses conditions de fonctionnement ont d'ailleurs été approfondis de remarquable façon.

Digitized by Google

Union Internationale de Radiophonie [18], [30].

Le centre de contrôle de l'U. I. R. à Bruxelles, qui n'effectue que des mesures à la réception, est équipé pour la vérification en valeur absolue de ses ondemètres. L'ensemble a été très bien conçu, surtout en vue de l'exploitation pratique.

La mesure sur l'onde reçue est effectuée en amenant à l'unisson un ondemètre hétérodyne construit avec de grandes précautions (condensateurs cylindriques de haute précision, inductances rigides, lampes spéciales, résistances de grille, voltmètres, etc.). Pour les stations faibles, au lieu d'amener au silence des battements, on effectue deux mesures à 1 000 p:s de part et d'autre, en comparaison avec un diapason. L'étalonnement absolu est obtenu à partir d'un multivibrateur synchronisé par un diapason à 1 000 p.s entretenu et placé dans une cuve thermostatique.

Méthode de Bedeau et de Mare [6], [22], [31].

Bedeau et de Mare ont établi un ensemble de mesures absolues très complet et dont les principales particularités sont les suivantes :

Un diapason en élinvar est entretenu par un amplificateur à deux étages. Le courant d'entretien attaque un triode avec une amplitude telle qu'il y a détection par les deux coudes de la caractéristique de plaque ; ce courant « carré » produit des harmoniques dans un circuit accordé qui est couplé à une hétérodyne à lampe bigrille, dont la fréquence se trouve ainsi stabilisée. Pour augmenter le nombre de points exacts, on dispose d'un jeu de diapasons. L'étalonnement absolu s'effectue par démultiplication au moyen de trois étages d'oscillateurs à néon. Les fréquences de 100, 10 et 1 p:s sont successivement obtenues et le dernier oscillateur synchronise une pendule.

Pour les fréquences plus élevées l'oscillateur de base est un oscillateur piézoélectrique à trois fréquences. Il est placé dans un thermostat dont on règle la température de telle manière que la fréquence du quartz utilisée soit exactement un multiple de celle du diapason.

Le contrôleur d'ondes employé est un simple circuit d'absorption dont la fréquence est repérée par la méthode des courbes de Townsend.

Digitized by Google

Laboratoire National de Radioélectricité.

Jusqu'à ces dernières années les étalonnements absolus étaient effectués à l'E. C. M. R. par la méthode du multivibrateur. Depuis la création du L. N. R. nous avons, sous la direction de M. Jouaust, entrepris la mise au point d'une nouvelle installation. La précision devait être très accrue et l'emploi aussi facile que possible. Les études préliminaires sont actuellement terminées et la mise en œuvre est effectuée au fur et à mesure des réalisations matérielles. Les particularités de cette installation n'ayant pas encore été décrites, nous insisterons sur les points essentiels.

L'étalon de fréquence est un diapason en élinvar de 1 024 p:s environ, construit par la Mécanique Vibratoire; les bobines d'entretien, de forme spéciale et à pôles feuilletés, ont été réalisées au L. N. R. L'entretien est produit par un puissant triode, par l'intermédiaire de transformateurs.

Un étalonnement provisoire de ce diapason a été obtenu par démultiplication dans un seul étage (rapport 35) à tube à néon. Le courant de ce tube, amplifié, était enregistré sur une bande à noir de fumée en même temps que les tops d'un chronomètre réglé sur les signaux horaires de FLE. Le comptage des oscillations fut fait avec une machine à diviser, et les résultats des diverses mesures coïncidèrent à 2 ou 3/100.000ème près. L'équipement définitif comprend l'oscillateur à néon synchronisé et un puissant amplificateur qui alimente une roue phonique construite par les Etablissements Belin. Cette roue entraîne un train d'engrenages compteur muni de contacts permettant l'appréciation facile des fractions de période par enregistrement. Les comparaisons pourront sans doute être plus tard effectuées directement par rapport aux pendules directrices de l'observatoire de Paris.

Le courant de fréquence étalon est fourni par un système microphonique situé dans la cuve thermostatique du diapason, évitant ainsi les réactions possibles sur le circuit d'entretien. Un amplificateur détecteur produit les harmoniques dans un circuit oscillant, dont l'amortissement est réduit par réaction. Le courant de haute fréquence ainsi obtenu est amplifié et synchronise un oscillateur dont la fréquence peut aller jusqu'à environ 100 kp:s. Une seconde chaîne de multiplication analogue permet de synchroniser un second oscillateur, dont la fréquence peut atteindre 3 Mp:s.

Une série de générateurs à quartz de diverses origines avec ther-

Digitized by Google

mostats fournit des harmoniques utilisables jusqu'à environ 100 Mp:s; un étage à lampe à grille-écran évite les réactions sur l'oscillateur. Pour obtenir des fréquences connues plus nombreuses, j'ai appliqué la méthode de modulation signalée plus haut, un des oscillateurs de la chaîne de multiplication module le courant venu du quartz au moyen d'une lampe à deux grilles. On possède ainsi toutes les fréquences de 1024 en 1024. L'interpolation entre deux fréquences exactes, actuellement effectuée à l'oreille par comparaison avec des diapasons, le sera prochainement avec un fréquencemètre à pont. Lorsque l'installation sert à étalonner des ondemètres, l'indication de la résonance est normalement obtenue par absorption, par la méthode des courbes de Townsend. Toutes les vérifications de synchronisme sont opérées au moyen d'un oscillographe cathodique du type Western Electric.

Un ensemble de mesure absolue des fréquences à la réception fonctionne dès maintenant jusqu'à environ 30 Mp:s, grâce à la méthode de modulation. Les ondes courtes pour lesquelles la précision est encore plus nécessaire que pour les ondes longues, sont mesurées par le procédé suivant : une hétérodyne blindée est amenée à l'unisson avec l'émission, puis on règle l'hétérodyne à ondes longues modulatrice, de façon à faire battre avec la première, l'onde composée due à l'harmonique du quartz le plus voisin. Après réglage au silence il ne reste plus qu'à mesurer la fréquence modulatrice.

L'installation définitive complète sera groupée dans des bâtis formant un ensemble compact. Des dispositifs de commutation en rendront le maniement simple et sûr.

Comparaison internationale.

La plupart des grands laboratoires étant équipés en vue des mesures, il est de premier intérêt de pouvoir comparer les résultats obtenus. On a d'abord basé ces comparaisons sur des émissions dites « étalonnées », en ce sens que le laboratoire national de l'émetteur indiquait le résultat de ses mesures. Ces émissions ont toujours lieu, mais sont surtout utiles aux exploitants car leur précision, faute de temps, n'est pas toujours aussi considérable qu'on pourrait l'espérer. On en est donc venu à comparer les étalons eux-mêmes. L'étalon primaire de temps est certainement très bien connu, surtout grâce aux signaux horaires. On compare alors les étalons de

Digitized by Google

fréquence. C'est ainsi que le Bureau of Standards et le Physikalisch-Technische Reichsanstalt ont mis en circulation dans les divers laboratoires, le premier des oscillateurs piézo-électriques, le second des résonateurs à quartz lumineux ; chaque laboratoire a étalonné ces quartz avec le plus grand soin. Les résultats ont concordé à quelques cent-millièmes près; cela prouve la qualité des mesures et des étalons [32].

Prochainement plusieurs pays (dont la France) transmettront sans doute par radiotéléphonie le son de leur diapason étalon. Il sera alors possible, par battements, d'avoir une comparaison très précise des étalons, et aussi de distribuer simplement une fréquence étalon.

L'AVENIR.

Dans les années qui vont suivre, les tendances de la technique particulière aux mesures de fréquences, seront la recherche d'une plus grande précision et l'augmentation de la facilité d'emploi.

La précision ? Qu'est-elle au juste actuellement ? Aux Etats-Unis certains auteurs prétendent atteindre dans l'étalonnement de leurs diapasons et de leurs quartz le 1/10.000.000ème ! Je crois qu'en fait un laboratoire bien outillé peut obtenir le 1/100.000ème dans les mesures soignées et 2 ou 3/100.000ème dans les mesures courantes. Ce n'est certes pas suffisant et on sera amené à augmenter sérieusement cette précision.

Des étalons plus précis que les nôtres seront sûrement mis en service prochainement. Les Américains ont envisagé l'emploi du quartz dans un tuyau sonore, dont ils disent grand bien, et le R. P. Lejay va vous parler des résultats fort prometteurs obtenus avec un diapason en quartz dans le vide.

Les méthodes de mesure devront être étudiées surtout dans le sens de la stabilité et de la commodité d'emploi. Il faut, en effet, permettre leur diffusion si l'on veut que la précision ne soit pas l'apanage de quelques grands laboratoires centraux. Les administrations et sociétés exploitantes doivent être à même de vérifier périodiquement leurs appareils avec grande précision par rapport à des étalons secondaires fournis par les dits grands laboratoires.

Nous terminerons sur l'espoir que le perfectionnement de ces méthodes de mesures rendent possibles une amélioration des condi-

Digitized by Google

tions de trafic, et aussi des recherches scientifiques de premier ordre.

B. DECAUX.

Note. — J'adresse tous mes remerciements aux Etablissements Edouard Belin et à la Société des Etablissements Ducretet qui ont bien voulu me confier la roue phonique et l'oscillateur piézoélectriques que j'ai utilisés pour les expériences accompagnant cette conférence.

B. D.

BIBLIOGRAPHIE

1. H. ABRAHAM et E. BLOCH. — Mesure en valeur absolue des périodes des oscillations électriques de haute fréquence. — *Annales de Physique*, 1919.
2. BOUASSE. — Pendule, Spiral, Diapason. — Delagrave.
3. D. W. DYE. — Le diapason entretenu par un tube à vide comme étalon de précision de temps. — *Proc. Roy. Soc. London*, mai 1923.
4. B. VAN DER POL. — Les oscillations de relaxation. — *Philosophical Magasine*, novembre 1926.
5. B. VAN DER POL et J. VAN DER MARK. — Quelques expériences avec des triodes et les oscillations de relaxation. — *Onde Electrique*, septembre 1927.
6. F. BEDEAU et J. DE MARE. — Stabilisation des oscillations de relaxation. — *Comple rendu de l'Aca. des Scien.*, 23 juillet 1928.
7. B. DECAUX. — L'étalonnement des diapasons servant de base aux mesures des fréquences radiotélégraphiques. — *C.-R. Aca. Scien.*, 21 janvier 1929.
8. G. W. PIERCE. — Oscillateurs à magnétostriction. — *Proc. Inst. Rad. Eng.*, janvier 1929.
9. F. GERTH et H. ROCHOW. — Le coefficient de température des résonateurs à quartz. — *E. N. T.* décembre 1928.
10. A. HUND. — Note sur les quartz, l'effet de la lame d'air et des oscillations musicales. — *Proc. Inst. Rad. Eng.*, août 1928.
11. P. WHEELER et W. E. BOWER. — Un nouveau type d'oscillateur piézoélectrique étalon de fréquence. — *Proc. Inst. Rad. Eng.*, juin 1928.
12. E. FROMY. — Présentation d'un ondemètre hétérodyne. — *Onde Electrique*, octobre 1925.
13. W. H. ECCLES et A. LEYSHON. — Vibrations électriques et mécaniques. — *Electrician*, 1926.
14. B. DECAUX. — Applications nouvelles des lampes à 4 électrodes. — *Onde Electrique*, mars 1928.
15. J. MERCIER. — Sur la synchronisation des oscillateurs électriques. — *C.-R. Aca. Scien.*, 13 février 1922.

Digitized by Google

16. J. Mercier. — De la synchronisation harmonique et multiple. — *Journal de Physique*, juin 1924.

17 G. Hazen et F. Kenyon. — Etalonnement en valeur absolue des fréquences employées en radiotélégraphie au moyen de l'oscillographe cathodique. — *Scien. Papers of The Bureau of Standards*, n° 489, 1924.

18. R. Braillard et E. Divoire. — La mesure exacte et précise des longueurs d'ondes dans les stations d'émission. — *Onde Electrique*, août 1927.

19. W.H.F. Griffiths. — Note sur l'exactitude des condensateurs variables à air pour ondemètres. — *Experimental Wireless*, décembre 1927.

20. H. Armagnat et L. Brillouin. — Les mesures en haute fréquence. — Chiron.

21. J. S. Townsend. — Effets obtenus en couplant un circuit secondaire avec un circuit oscillant contenant une valve. — *Notice de l'Armée Britannique*, 1918.

22. F. Bedeau et J. de Mare. — Mesure des fréquences. — *T. S. F. Moderne*, août 1928.

23. C. Bayne Aiken. — Une méthode précise pour la mesure des hautes fréquences. — *Proc. Inst. Rad. Eng.* février 1928.

24. B. Decaux. — La mesure des très hautes fréquences radiotélégraphiques au moyen des oscillateurs à quartz. — *C.-R. Aca. Scien.*, 11 février 1929.

25. C. B. Jolliffe et G. Hazen. — Etablissement d'étalons de fréquence au moyen de l'amplificateur harmonique. — *Scien., Papers of the Bureau of Standards*, n° 520, juillet 1926.

26. C.-B. Worrall et R.-B. Owens. — L'étalon primaire de la Marine. — *Proc. Inst. Rad. Eng.*, juin 1928.

27. J.W. Horton et W. A. Marrisson. — Détermination précise des fréquences. — *Proc. Inst. Rad. Eng.*, février 1928.

28. G. Vallauri. — Comparaison des mesures de fréquences au moyen des résonateurs piézoélectriques. — *Elettrotecnica*, 15 juillet 1927.

29. D. W. Dye. — Ondemètre harmonique contenant l'étalon de fréquence. — *Phil. Trans. Roy. Soc. London*, novembre 1924.

30. R. Braillard et E. Divoire. — Comment sont contrôlées les longueurs d'ondes de radiodiffusion — *Wireless World*, 29 février 1928.

31. F. Bedeau et J. de Mare. — Etalonnage direct d'un ondemètre en fonction des harmoniques d'un diapason. — *C.-R. Aca. Scien.*, 16 mai 1927.

32. E. Giebe et A. Scheibe. — Comparaisons internationales d'étalons de fréquence. — *Zeits. für Hochfrequenz-Techn.*, mai 1929.

Voir aussi : A. Scheibe. — Fréquences étalons et mesure absolue des fréquences (conférence de documentation). — *Zeits. für Hochfrequenz-Techn.*, avril 1927.

Digitized by Google

LES PROPRIÉTÉS D'ÉCRAN DES GRILLES LES LAMPES ÉCRAN

par M. Y. ROCARD.
Laboratoire de Recherches, Société Radiotechnique.

Introduction. — On sait que les coefficients divers d'amplification d'une lampe, relèvent d'une théorie approchée sans doute, mais utile cependant en ce qu'elle éclaire bien le fonctionnement dans les diverses utilisations. Les propriétés d'écran des diverses électrodes les unes par rapport aux autres, sont en général moins bien connues. Nous voudrions dans ce travail montrer qu'on peut cependant les prévoir aisément à l'aide de résultats théoriques classiques, et aussi faire voir de quelle façon intime ces propriétés d'écran sont reliées aux coefficients d'amplification K.

Nouvelle déduction de la formule donnant le coefficient d'amplification K, d'une lampe à trois électrodes.

En général, les formules donnant le coefficient K sont déduites de la théorie du potentiel. On peut cependant les faire dériver directement de la définition. On connaît, grâce à Schottky, la signification électrostatique du coefficient d'amplification. On a :

$$(1) \qquad K = \frac{\text{capacité grille-filament } Cg}{\text{capacité plaque-filament } Cp}$$

Nous raisonnerons pour des électrodes planes. Pour avoir K, il nous suffit de calculer les deux termes du quotient.

On considère d'habitude, par une approximation tout à fait grossière, que la capacité grille-filament est la même que si la grille était une plaque pleine de même surface que la surface occupée par la grille. On a alors :

$$(2) \quad Cg = \frac{S}{4\pi(Rg - Rc)}$$

S = surface de grille.
Rc = rayon ou demi-épaisseur de la cathode.
Rg = demi-épaisseur de la grille.

Si la grille n'existait pas, la capacité grille-plaque serait évidem-

Digitized by Google

ment donnée par une formule analogue :

$$(3) \qquad Cp = \frac{S}{4\pi(Rp - Rc)}.$$

Mais cette capacité est bien diminuée, précisément du fait que la grille *forme écran* entre le filament et la plaque, la présence de la grille ayant pour résultat qu'une charge donnée sur le filament va induire sur la plaque une charge bien moindre.

Il reste à voir quantitativement de combien la capacité plaque-filament est réduite. Or, la question a été implicitement traitée par Maxwell (*Traité d'électricité*, I) qui a recherché la diminution de l'induction entre deux plateaux, produite par l'introduction d'un grillage entre eux. La grille étant supposée formée de fils parallèles, distants l'un de l'autre de a, le diamètre des fils étant d_g, si la distance de la grille à l'un des plateaux est b, et b, à l'autre plateau, on trouve que la capacité du condensateur formé par les deux plateaux, qui était initialement :

$$\frac{S}{4\pi(b + b_1)}.$$

(4) devient :

$$\frac{S}{4\pi\left[b + b_1 + \dfrac{b.b_1}{\dfrac{a}{2\pi}\log\left(\dfrac{a}{\pi d_g}\right)}\right]}$$

en première approximation.

Appliquons ce résultat à une lampe, nous avons :

$b = Rp - Rg.$
$b_1 = Rg - Rc.$
$a =$ pas de la grille.
$d_g =$ diamètre du fil de grille.

$$(5) \qquad Cp = \frac{S}{4\pi\left[Rp - Rc + \dfrac{(Rp - Rg)(Rg - Rc)}{\dfrac{a}{2\pi}\log\left(\dfrac{a}{\pi d_g}\right)}\right]}.$$

Pour avoir K, faisons maintenant le quotient :

$$(6) \qquad K = \frac{Cg}{Cp} = \frac{\dfrac{1}{Rg - Rc}}{\left[Rp - Rc + \dfrac{(Rp - Rg)(Rg - Rc)}{\dfrac{a}{2\pi}\log\left(\dfrac{a}{\pi d_g}\right)}\right]}.$$

Digitized by Google

$$(7) \qquad K = \frac{Rp - Rc}{Rg - Rc} + \frac{2\pi}{a} \cdot \frac{Rp - Rg}{\log\left(\frac{a}{\pi d_g}\right)}.$$

Nous retrouvons là, une formule qui n'est autre que la formule classique, à part son premier terme que nous pouvons du reste en général négliger. Il est, en effet, le plus souvent de l'ordre de 1 ou 2, K étant de l'ordre de 10 à 15. Négligeant ce terme, nous avons la formule habituelle

$$(8) \qquad K = \frac{2\pi}{a} \cdot \frac{Rp - Rg}{\log\left(\frac{a}{\pi d_g}\right)}$$

pour électrodes planes.

On sait qu'on peut en première approximation écrire :

$$(9) \qquad K = \frac{2\pi r_g}{a} \cdot \frac{\frac{Rp - Rg}{Rg}}{\log\left(\frac{a}{\pi d_g}\right)} = \frac{2\pi r_g}{a} \cdot \frac{\log \frac{Rp}{Rg}}{\log\left(\frac{a}{\pi d_g}\right)}.$$

Cette nouvelle forme se trouvant directement (J.-J. Thomson) pour des électrodes cylindriques.

En tous cas, la méthode par laquelle nous obtenons ici K, nous montre que la présence de la grille a, simultanément, créé le coefficient d'amplification K (formule 7), divisé la capacité plaque filament par le facteur :

$$(10) \qquad \frac{Rp - Rc + \frac{(Rp - Rg)(Rg - Rc)}{\frac{a}{2\pi} \log\left(\frac{a}{\pi dg}\right)}}{Rp - Rc}.$$

En faisant apparaître K, tel que le donne la formule (7), nous voyons que ce résultat peut s'écrire :

$$K\left(\frac{Rg - Rc}{Rp - Rc}\right).$$

Pour calculer la capacité plaque-filament réelle, il faut donc d'après ce résultat, prendre la capacité géométrique du condensateur formé par la plaque et le filament en l'absence de grille, et la diviser par :

$$(11) \qquad K \frac{Rg - Rc}{Rp - Rc}.$$

Digitized by Google

Signification de la formule (7). — Revenons à la formule (7). Le premier terme du second membre,

$$\frac{Rp - Rc}{Rg - Rc}$$

que fait apparaître la méthode que nous avons suivie, nous rend sensible le caractère approximatif d'une des hypothèses faites. En effet, le second terme étant nécessairement positif, pour des raisons physiques, on voit que, d'après cette formule, K sera plus grand que 1 si la plaque est plus éloignée du filament que la grille ($Rp - Rg$), puisque alors le premier terme

$$\frac{Rp - Rc}{Rg - Rc}$$

est déjà plus grand que 1.

Ceci est assez naturel puisque pour calculer la capacité grille-filament nous avons admis qu'elle était égale à celle qu'on obtiendrait en remplaçant la grille par une plaque pleine. Cette plaque fictive étant à la distance $Rg - Rc$ de la cathode a, avec elle une capacité plus grande que celle du condensateur plaque-cathode, prise en retirant la grille. Le quotient de ces deux capacités, qui n'est autre que le premier terme de K, est donc nécessairement plus grand que si la plaque est plus loin que la grille. Il est évident que pour une grille très lâche, ce calcul simpliste de la capacité grille-filament va donner des résultats beaucoup trop grands, mais pour améliorer la théorie sur ce point, il faudrait connaître au juste la capacité existant entre une grille et un plan ce qui paraît soulever des difficultés mathématiques. En tous cas, la suppression pure et simple du premier terme de la formule (7) est physiquement justifiée par le caractère grossièrement erroné par excès de ce terme si K est petit, et par le fait qu'il devient négligeable si K est grand. D'où la formule classique (8), qu'on peut du reste perfectionner, comme nous l'avons montré dans un autre travail.

Les lampes à grille-écran. — Pour la lampe à trois électrodes ordinaire, la grille jouit des propriétés d'écran par rapport à la plaque et au filament qui sont données quantitativement par la formule (10). Dans une lampe à plusieurs grilles, chaque grille forme également écran pour tout groupe de deux électrodes de part et d'autre. Prenons, par exemple, le cas d'une « lampe écran » où l'on intercale entre la grille et la plaque une grille spéciale, ou

Digitized by Google

grille-écran, destinée précisément à diminuer la capacité plaque-grille de contrôle.

D'après ce qui précède, voici comment l'on peut calculer, pour des électrodes planes, ces propriétés de la grille-écran.

Soit g_2 cette grille, a_2 son pas, d_{g^2} le diamètre de son fil d'après la formule (10), la capacité plaque-grille de contrôle se trouve alors divisée par :

$$(12) \qquad \frac{Rp - Rg_1 + \dfrac{(Rp - Rg_2)(Rg_2 - Rg_1)}{\dfrac{a_2}{2_2}\log\left(\dfrac{a_2}{\pi d g_2}\right)}}{Rp - Rg_1}$$

l'indice g_1 se rapportant à la grille de contrôle, ou en négligeant l'unité :

$$(13) \qquad K_2\left(\frac{Rg_2 - Rg_1}{Rp - Rg_1}\right)$$

en posant, conformément aux notions d'un travail précédent :

$$(14) \qquad K_2 = \frac{2\pi}{a_2}\left(\frac{Rp - Rg_2}{\log\left(\dfrac{a_2}{\pi d g_2}\right)}\right).$$

K_2 étant le coefficient d'amplification de la lampe à trois électrodes, obtenue en supprimant la première grille ou grille de contrôle de la bigrille considérée.

Naturellement, pour que les formules (12), (13), (14), régissent effectivement le fonctionnement de la grille-écran, il est indispensable que celle-ci exerce un contrôle parfait des lignes de forces. Ne pouvant avoir des dimensions infinies, il est donc nécessaire, soit qu'elle entoure complètement la plaque comme dans le radiotron U. X. 222, soit qu'elle entoure la grille de contrôle comme dans la Philips E. 442, soit qu'elle soit prolongée par des écrans électrostatiques de grandes dimensions, comme dans les lampes écran radiotechnique, R. 81, par exemple.

Comme exemple d'application des formules que nous avons données, nous prendrons simplement la lampe E. 442, pour laquelle nous avons déjà eu l'occasion de calculer (1) :

$$K_2 = 645.$$

(1) Voir article suivant.

Digitized by Google

La diminution de la capacité plaque-grille de contrôle serait donc donnée par le facteur :

$$645\,\frac{Rg_2 - Rg_1}{Rp - Rg_1} = 645 \times \frac{4,6}{8,6} = 330 \text{ environ,}$$

d'après les mesures relevées sur la lampe.

Cette capacité est donc 330 fois plus petite du fait de la grille-écran : on voit que l'effet est considérable. Expérimentalement, on trouve du reste avec la grille écran une capacité inférieure à 0,01 cm ; alors que sans grille-écran elle serait de l'ordre de 2,5 cm, comme en témoignent des lampes de dimensions analogues On voit que l'ordre de grandeur se retrouve suffisamment, l'écart étant dans le sens qu'on pouvait prévoir par suite des imperfections des écrans.

Digitized by Google

SUR LE CALCUL THÉORIQUE DES LAMPES A PLUSIEURS ÉLECTRODES

Par M. Y. ROCARD
Laboratoire de Recherches, Société Radiotechnique.

Introduction. — On sait que pour la lampe à trois électrodes ordinaire, on a établi des formules qui permettent de calculer le coefficient d'amplification, d'une part, et d'autre part, qui donnent la différence de potentiel fictive à introduire dans la formule de Langmuir, pour calculer le courant total émis. Sans doute ces formules ne sont-elles pour ainsi dire jamais vérifiées par l'expérience, mais elles n'en constituent pas moins une bonne approximation et un guide précieux. Dans tout cas particulier où se révèle leur insuffisance, il reste précisément à voir par où elles pèchent et quel phénomène accessoire et initialement négligé, les met en défaut. Elles nous incitent donc à une analyse plus fine des phénomènes, ce qui justifie amplement leur utilité.

Il ne semble pas que pour les lampes à plus de trois électrodes, et notamment pour les bigrilles, trigrilles, etc..., un effort semblable ait été fait. Sans doute on sait que c'est une combinaison linéaire de toutes les tensions des électrodes par rapport au filament, qui va contrôler le courant total d'après la formule de Langmuir, mais nos connaissances se bornent à peu près là, et les principes qui président à l'établissement d'un projet de lampe, bigrille ou trigrille sont surtout empiriques. J'ai cependant trouvé que le type de raisonnement qui réussit pour la lampe à trois électrodes se généralise sans peine, au prix d'approximations du même ordre, pour les lampes à plusieurs grilles. Ce sont ces généralisations qui vont être exposées.

On indiquera en outre, une nouvelle formule pour le calcul des coefficients d'amplification des triodes, qui est plus approchée, et semble donner de meilleurs résultats que la formule classique.

Calcul du coefficient d'amplification d'une lampe à trois électrodes cylindriques.

Reproduisons le raisonnement classique qu'on trouve, par exemple, dans « La lampe à trois électrodes » de C. Gutton.

Digitized by Google

La plaque est un cylindre de rayon r_p, la grille un fil enroulé en hélice de pas a sur un cylindre de rayon r_g le filament forme l'axe commun des deux cylindres.

Nous appellerons v_p, v_g les différences de potentiel, plaque-filament et grille-filament respectivement. Une première approximation va consister à supposer que le champ entre la grille et la plaque est le même que celui qui s'établirait si toute la charge de la grille se répandait sur un cylindre plein de même rayon r_g. On conçoit qu'on ait là, une hypothèse admissible, sauf au voisinage immédiat des fils de grille.

En appelant q la charge par unité de longueur du fil de grille, on voit que chaque spire porte une charge $2\pi r_g q$ et si le pas de l'hélice formant la grille est a, la charge de la grille par unité de longueur est :

$$Q = \frac{2\pi r_g q}{a},$$

Q étant aussi la charge par unité de longueur de la plaque cylindrique, puisque l'ensemble plaque-grille constitue maintenant un condensateur cylindrique.

Sur le cylindre de grille régnera un certain potentiel V_0 moyen, qu'on obtiendra par la formule donnant la capacité des condensateurs cylindriques :

$$(1) \qquad v_p - v_0 = -2Q \log \frac{r_p}{r_g} = -\frac{4\pi r_g q}{a} \log \frac{r_p}{r_g}.$$

Pour obtenir la différence de potentiel entre la plaque et la grille $v_p - v_g$, il reste à chercher la valeur de $v_0 - v_g$, v_g étant le potentiel qui s'établit en un point à la surface du fil de grille. Or, Maxwell, dans son traité d'électricité, donne l'expression du potentiel dû aux charges d'une grille formée de fils parallèles écartés de la distance a. Pour un point à une distance x de l'axe d'un des fils, et dans le plan des fils, on a :

$$(2) \qquad v_1 = -2q \log 2 \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) + C.$$

On admet d'ordinaire — mais c'est encore là une seconde hypothèse d'approximation — que la constante C qui est le terme indépendant de l'abscisse x du point n'est autre que le potentiel v_0. D'autre part, si l'on appelle d_g le diamètre du fil de grille, on aura :

$$(3) \qquad v_g = -2q \log 2 \sin\left(\frac{\pi d_g}{2a}\right) + v_0$$

Digitized by Google

ou :

$$(4) \qquad v_0 - v_g = -2q \log \frac{1}{2 \sin\left(\frac{\pi d_g}{2a}\right)}.$$

En divisant membre à membre les formules (1) et (2) on tire :

$$(5) \qquad \frac{v_p - v_0}{v_0 - v_g} = \frac{2\pi r_g}{a} \frac{\log\left(\frac{r_p}{r_g}\right)}{\log \frac{1}{2 \sin\left(\frac{\pi d_g}{2a}\right)}} = k.$$

La constante k est ce qu'on nomme le coefficient d'amplification de la lampe : en effet, l'équation (5) peut s'écrire :

$$(6) \qquad v_0 = \frac{v_p + k v_g}{1 + k}.$$

et si l'on remarque que l'émission j du filament va être contrôlée par le potentiel fictif v_0 établi sur le cylindre de rayon r_g, on voit qu'on obtiendra le courant j par la formule de Langmuir :

$$(7) \qquad j_{amp/cm^2} = \frac{1,465\,10^{-5}}{r_g} r_0^{\frac{3}{2}} = \frac{1,465\,10^{-5}}{r_g} \left(\frac{r_p + k v_g}{1 + k}\right)^{\frac{3}{2}}.$$

Une augmentation de potentiel de grille Δv_g augmente donc j dans la même proportion que l'augmentation du potentiel de plaque $k\Delta v_g$ ce qui justifie le nom de coefficient d'amplification donné à k.

Cas des bigrilles. — Nous désignerons maintenant les grilles et les quantités qui s'y rapportent par les notations g_1, g_2, etc..., en comptant les grilles à partir du filament vers la plaque.

Le raisonnement que nous avons fait pour la grille et la plaque de la lampe à trois électrodes peut se répéter ici pour la grille g_2 et la plaque P. On peut répandre, sur tout le cylindre de rayon r_{g2} la charge portée par le fil de la grille g_2 et chercher ensuite la différence de potentiel $v_p - v_{02}$ entre la plaque et ce cylindre, qui sera donnée par la formule (1). On cherchera de même la relation entre v_{02} et v_{g2} qui sera donnée par la formule (2) de Maxwell, et on aura :

$$(8) \qquad \frac{v_p - v_{02}}{v_{02} - v_{g2}} = k_2.$$

en posant :

Digitized by Google

$$(9) \qquad k_2 = \frac{2\pi r_{g2}}{a_{g2}} \cdot \frac{\log \frac{r_p}{r_{g2}}}{\log \frac{1}{2 \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{d_{g2}}{a_2}\right)}}.$$

Connaissant le potentiel v_{02} supposé réparti uniformément à la place de la grille g_2, on pourra remplacer la lampe à deux grilles par une lampe ordinaire comportant le filament F, la grille g_1, et une plaque à la distance r_{g2} et au potentiel v_{02}.

Cette lampe aura un coefficient d'amplification k, donné par :

$$(10) \qquad k_1 = \frac{2\pi r_{g1}}{a_{g1}} \cdot \frac{\log \left(\frac{r_{g1}}{r_{g2}}\right)}{\log \frac{1}{2 \sin\left(\frac{\pi d_{g1}}{a_1}\right)}}.$$

de sorte que la formule de Langmuir donnant le courant pourra s'écrire :

$$(11) \qquad j_{\text{amp/cm}^2} = \frac{1{,}465.10^{-5}}{r_{g1}} \left(\frac{v_{02} + k_1 v_{g1}}{1 + k_1}\right)^{\frac{3}{2}}$$

si l'on remplace alors v_{02} par sa valeur $\frac{v_p + k_2 v_{g1}}{1 + k_2}$ on obtient :

$$(12) \qquad j_{\text{amp.}} = \frac{1{,}465.10^{-5}}{r_{g1}} \left(\frac{v_p + k_1 v_{g2} + k_1(1 + k_2) v_{g1}}{(1 + k_1)(1 + k_2)}\right)^{\frac{3}{2}}.$$

Au premier examen, la formule (16) paraît déjà renfermer quelques propriétés essentielles des bigrilles. Si, par exemple, on fait fonctionner la grille g_1 comme grille accélératrice, on voit que k_1 et k_2, étant de l'ordre de la dizaine, très peu de volts v_{g1} suffiront à donner à cette grille une action intense sur le courant émis, en regard aux volts v_p qui seraient nécessaires pour obtenir le même effet sans l'usage de la première grille. Si, par contre, on fait fonctionner la lampe en lampe écran, on voit que par suite de la présence du facteur k_2, devant v_{g2}, les volts à l'écran v_{g2} auront beaucoup plus d'influence sur le courant que les volts à la plaque v_p, et que, la grille de contrôle devenant g, le coefficient d'amplification, mesuré par k_1 $(1 + k_2)$ deviendra tout à fait considérable, ainsi du reste que la résistance interne, à cause du dénominateur $(1 + k_1)(1 + k_2)$.

Malheureusement, toutes ces considérations portent non pas sur le contrôle du courant plaque, mais sur celui du courant total, ce

Digitized by Google

qui est de peu d'intérêt. La théorie ne deviendra utile que quand elle comportera quelques précisions sur la distribution des courants aux diverses électrodes.

Cas des trigrilles. — Il est évident que la méthode employée pour les bigrilles, va maintenant réussir pour un nombre quelconque de grilles, il suffit, en effet, de remplacer la plaque et la grille externe par des charges fictives sur plaque fictive confondue avec le cylindre sur lequel est enroulé la grille externe, ou grille n° n, et au potentiel $v_{0\cdot n}$, donné par :

$$v_{0\cdot n} = \frac{v_p + k_n v_{gn}}{1 + k_n}. \tag{13}$$

Ensuite, on passera à une plaque fictive confondue avec la grille n° $n - 1$ et au potentiel :

$$v_{0\cdot n-1} = \frac{v_{0\cdot n} + k_{n-1} v_{gn-1}}{1 + k_{n-1}}$$

et ainsi de suite de proche en proche.

Envisageons le cas des trigrilles, le seul pratique actuellement : on aboutira aisément à :

$$j_{amp.} = \frac{1{,}465.10^{-5}}{r_{g1}} \left\{ \frac{v_p + k_3 v_{g3} + k_2(1+k_3) v_{g2} + k_1(1+k_2)(1+k_3) v_{g1}}{(1+k_1)(1+k_2)(1+k_3)} \right\}^{\frac{3}{2}}. \tag{14}$$

Recherche d'une meilleure approximation pour le coefficient d'amplification k.

Si l'on cherche à appliquer les formules précédentes à des cas pratiques, on voit que la formule classique donnant k est insuffisante, dès que la grille est un peu dense. Si, en effet, $\sin\left(\frac{\pi d_g}{2a}\right)$ atteint et dépasse la valeur $1/2$, k devient infini, puis négatif, ce qui est contradictoire avec l'aspect physique de la question. Or, ceci d'après la formule se produirait pour $d_g \geqslant \frac{a}{3}$.

Or, on emploie fréquemment des grilles plus serrées, c'est tout au moins le cas des grilles-écran, des lampes UX 222 (Radiotron), ou E 442 (Philips), par exemple. Il devient donc important d'améliorer le raisonnement qui conduit à la formule (5).

Si l'on cherche à le reprendre, l'on trouve après avoir écrit la formule (2) :

Digitized by Google

$$(2') \qquad v_x = -2q \log 2 \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) + c$$

l'approximation tout à fait grossière qui consiste à supposer que c est le potentiel moyen v_0 sur la grille. Le sinus étant plus petit que 1/2, on voit sur (2) que v_x est en chaque point certainement supérieur à c quand x varie. On ne saurait donc prétendre que C est le potentiel moyen qu'il faut prendre sur le cylindre fictif qui remplace la grille.

Au lieu de c, introduisons le potentiel de grille, qu'on obtient en faisant $x = \frac{d_g}{2}$:

$$v_g = -2q \log 2 \sin\left(\frac{\pi d_g}{2a}\right) + c,$$

d'où :

$$(15) \qquad v_x - v_g = -2q \log \sin \frac{\pi x}{a} + 2q \log \sin\left(\frac{\pi d_g}{2a}\right),$$

le logarithme de 2 disparaissant dans la différence. Le potentiel v_x aura alors entre les fils de grille une certaine valeur moyenne (v_x) qui s'obtiendra par une intégrale de moyenne :

$$(16) \qquad \overline{v_x} - v_g = \frac{1}{a - d_g} \int_{\frac{d_g}{2}}^{a - \frac{d_g}{2}} \left(-2q \log \sin \frac{\pi x}{a} + 2q \log \sin \frac{\pi d_g}{2a}\right) dx.$$

En appréciant l'intégrale par l'aire de la courbe représentative, on peut écrire :

$$(17) \qquad \overline{v_x} - v_g = (1 - \gamma) 2q \log \sin\left(\frac{\pi d_g}{2a}\right).$$

γ étant un certain coefficient que j'ai évalué graphiquement, et d'autant plus voisin de 1/3 que d_g tend vers a auquel cas la courbe à intégrer est assimilable à un arc de parabole. Une table donnant $1 - \gamma$ suivant la densité de la grille est donnée plus loin.

Si l'on veut maintenant le potentiel moyen v_0, sur le cylindre coïncidant avec la grille, il faut encore prendre une moyenne entre le potentiel v_g qui règne sur l'épaisseur d_g du fil de grille, et le potentiel v_x qui règne sur le vide $a - d_g$ entre deux fils de grille. Ceci nous donne :

$$(18) \qquad v_0 - v_g = \frac{a - d_g}{a} \cdot 2q(1 - \gamma) \log \sin\left(\frac{\pi d_g}{2a}\right).$$

En nous référant à la formule (1) qui donne $v_p - v_0$, on a en divisant membre à membre, la formule cherchée pour k :

Digitized by Google

$$(19) \qquad \frac{v_p - v_0}{v_0 \quad v_g} = k = \frac{2\pi r_g}{a - d_g} \times \frac{\log \frac{r_p}{r_g}}{(1-\gamma)\log\left(\frac{1}{\sin \frac{\pi d_g}{2a}}\right)}.$$

Avec les approximations qu'on a faites, cette formule est plus générale que le cas particulier où on l'a obtenue (grille en spirale régulière, etc...), ainsi on peut voir que :

$\frac{2\pi r_g}{a}$ représente la longueur l_1 du fil de grille par cm de hauteur de la lampe.

Si la grille comporte une ou deux armatures, ou une irrégularité quelconque, si elle est formée d'une vraie grille au lieu d'être en hélice, etc..., c'est cette longueur du fil de grille par cm qu'il faut introduire.

$\frac{d_g}{a}$ représente de même la fraction α de la surface du cylindre de grille qui est couverte, obstruée par le fil de grille.

Là, encore, si la grille a des armatures ou des irrégularités, il faut en tenir compte, et remplacer $\frac{d_g}{a}$ par la fraction α à introduire dans chaque cas particulier.

Enfin, si les électrodes sont plus ou moins elliptiques, aplaties, si le rapport $\frac{r_p}{r_g}$ varie d'un élément du fil de grille à l'autre, la formule (19) ne peut évidemment s'employer telle que. Si les électrodes sont planes, il faudra remplacer le $\log \frac{r_p}{r_g}$ qui vient de la capacité d'un condensateur cylindrique ; par : $\frac{r_p - r_g}{r_g}$ qui apparaît dans la capacité du condensateur plan.

Le reste du raisonnement est évidemment inchangé. On aboutit alors aux formules :

Electrodes cylindriques :

$$(20) \qquad K = \frac{l_1 \log\left(\frac{r_p}{r_g}\right)}{(1-\alpha)(1-\gamma)\log\left(\frac{1}{\sin \frac{\pi\alpha}{2}}\right)}.$$

Electrodes planes :

Digitized by Google

(21) $$K = \frac{2\pi(r_p - r_g)}{a(1-\alpha)(1-\gamma)\log\left(\frac{1}{\sin\frac{\pi\alpha}{2}}\right)}.$$

α, fraction de surface de grille couverte par le fil.

l_1, longueur du fil de grille par cm.

γ, facteur numérique dépendant de α.

r_p, r_g distances de la plaque, de la grille à l'axe de la cathode.

Voici une table donnant les valeurs de diverses quantités figurant dans la formule suivant les valeurs de α :

α	$1-\alpha$	$1-\gamma$	$\log_{10}\frac{1}{\sin\frac{\pi\alpha}{2}}$	$(1-\alpha)(1-\gamma)\log_{10}\frac{1}{\sin\frac{\pi\alpha}{2}}$
0,00	1,00	1,00	1,52092	1,227
0,02	0,98	0,82	1,20211	0,925
0,04	0,96	0,802	1,03637	0,768
0,06	0,94	0,789	0,90193	0,649
0,08	0,92	0,777	0,80567	0,557
0,10	0,90	0,765	0,72727	0,485
0,12	0,88	0,755	0,66176	0,425
0,14	0,86	0,745	0,60434	0,372
0,16	0,84	0,735	0,55441	0,33
0,18	0,82	0,725	0,51002	0,292
0,20	0,80	0,715	0,47014	0,261
0,22	0,78	0,712	0,43401	0,2345
0,24	0,76	0,7095	0,40105	0,21
0,26	0,74	0,707	0,37082	0,188
0,28	0,72	0,705	0,34295	0,168
0,30	0,70	0,703	0,28191	0,120
0,35	0,65	0,688	0,23078	0,0948
0,40	0,60	0,684	0,18746	0,0705
0,45	0,55	0,682	0,15051	0,051
0,50	0,50	0,678	0,11895	0,0363
0,55	0,45	0,675	0,09204	0,0248
0,60	0,40	0,673	0,05012	0,0100
0,70	0,30	0,67	0,02179	0,0028
0,80	0,20	0,666	0,00538	0,00036
0,90	0,10	0,666	0,00	0,0000
1,00	1,00	0,666	»	»

Digitized by Google

Vérifications obtenues pour la nouvelle formule donnant k.

On sait que pour les lampes ordinaires, à filament, le fait que la cathode n'est pas équipotentielle peut causer des écarts importants à la valeur des quantités caractéristiques k, φ, etc. Nous avons donc fait porter nos vérifications uniquement sur des lampes à chauffage indirect, à cathode équipotentielle par conséquent.

Une série de 10 lampes ordinaires, faites au Laboratoire nous a donné $k = 13{,}4$ au lieu de la valeur expérimentale moyenne : 13,5 — l'accord est donc très bon.

Une lampe, bigrille modulatrice, dont la grille intérieure avait été enlevée, nous a donné par le calcul $k = 5{,}0$ et par l'expérience $k = 5{,}7$ sur un seul échantillon.

Un autre échantillon de la même lampe dont la grille extérieure avait été enlevée, conduit à calculer $k = 8{,}6$ l'observation donnant : $k = 9{,}0$.

Cette vérification a été étendue à une lampe à grille très lâche, pour laquelle le calcul a donné $k = 0{,}46$ alors qu'on trouvait : 0,42.

On a cherché à étendre ces vérifications aux cas des bigrilles et trigrilles. Considérons par exemple la E 442 Philips, qui est une lampe écran indiquée sur le catalogue :

$$k = 1\,000, \qquad \varphi = 850\,000.$$

Avec les dimensions relevées sur cette lampe, on a pu calculer :

$$k_1 = 5, \qquad k_2 = 645,$$

d'où :

$$v_0 = \frac{v_p + 645\, v_{g\,\text{écran}} + 3\,230\, v_{g\,\text{contrôle}}}{3\,876}.$$

Le coefficient d'amplification de la grille de contrôle est donc 3230.

Il s'agit naturellement du coefficient d'amplification rapporté au courant total émis, et non au courant plaque seul, que nous ne savons pas encore distinguer théoriquement. Or, expérimentalement, ajoutant le courant plaque et le courant écran, on a pu tracer les caractéristiques du courant total et trouver comme coefficient de la grille de contrôle 4 000 environ, avec une précision d'ailleurs faible, mais sur un grand intervalle, v_p variant de 0 à 200 V.

Là encore, l'accord peut être jugé suffisamment bon pour qu'on utilise les formules (20), (21) à des projets de lampes.

Digitized by Google

LES APPLICATIONS DES CELLULES PHOTO-ELECTRIQUES [1]

(suite et fin).

par Pierre TOULON

Chronométrage des courses. — Les précautions que nous avons exposées précédemment permettent d'appliquer la cellule photo-électrique à de nombreux usages. L'un des plus curieux est certainement le procédé de chronométrage des courses, basé sur la coupure d'un faisceau lumineux. Le premier obstacle qui vient intercepter le faisceau, c'est-à-dire le gagnant, actionne automatiquement un enregistreur, ou mieux déclanche un appareil photographique qui détermine la position du gagnant au moment précis où le but est atteint.

Il y a déjà plusieurs années que l'on a songé à utiliser la cellule photo-électrique pour des applications analogues. Déjà en 1924, à la Société de recherches et perfectionnements industriels, nous avions songé à l'employer pour la signalisation des trains, et notamment pour actionner à distance et automatiquement l'ouverture et la fermeture des passages à niveau, ou simplement l'allumage de lampes de signalisation sur les routes avoisinantes. Un équipement de cette nature fut présenté le 14 février 1925 à M. Dautry en présence d'une trentaine d'ingénieurs du P. L. M. Un faisceau lumineux traversant la voie était recueilli par une cellule photo-électrique qui, après amplification, maintenait collé un électro-aimant. Le passage de la locomotive coupant le faisceau lumineux, déclanchait l'appareil.

De semblables équipements fonctionnent très bien, mais nécessitent des éclats lumineux relativement intenses et ne peuvent donc fonctionner que pour des distances relativement faibles : une dizaine de mètres par exemple. L'obligation de fonctionner en plein soleil, et sur des autodromes ou des pistes dont la largeur est très considérable, nécessite des montages beaucoup plus sensibles et beaucoup plus stables, et l'amplification alternative que nous avons décrite précédemment reprend ici ses droits.

(1) Voir O. E., juillet 1929, p. p. 305-322.

Digitized by Google

Nous avons donc été conduits à interrompre le faisceau lumineux à fréquence musicale (1) de façon à réaliser un équipement très robuste, très sensible et facile à transporter.

La figure n° 2 représente la disposition générale de l'appa-

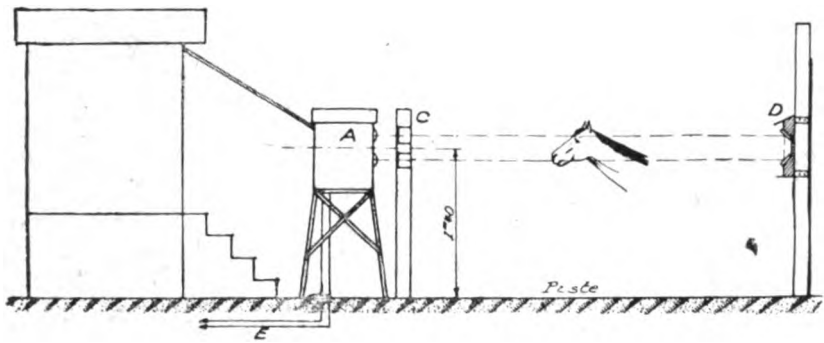


Fig. 2.

reil. On utilise une source lumineuse bien constante et de très faible surface (lampe à arc de tungstène, par exemple), placée au foyer

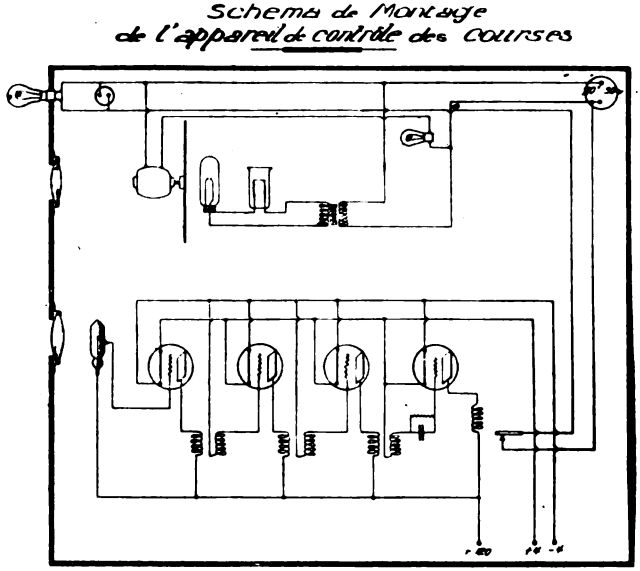


Fig. 3.

(1) Quelques mois après avoir réalisé notre équipement, nous avons appris qu'un système analogue avait été expérimenté en Angleterre par L. C. FRAGER. Brevet anglais n° 285 433.

Digitized by Google

d'un objectif de grande distance focale et assez ouvert. Le faisceau lumineux qui s'échappe de l'objectif est ainsi presque rigoureusement parallèle, et traverse la piste de part en part. On le fait tomber sur un miroir qui le renvoie parallèlement à lui-même sur un deuxième objectif semblable. Au foyer de cet objectif on dispose un diaphragme, puis, immédiatement derrière, la cellule, associée à son amplificateur Sur la trajectoire du faisceau lumineux, au voisinage de la source, on a placé un obturateur tournant associé à un petit moteur électrique. Le faisceau lumineux utile est donc périodiquement interrompu à fréquence musicale, et se différentie de l'éclairage continu qui peut provenir de la lumière du jour. L'amplification du courant photo-électrique est réalisée par un certain nombre d'étages à basse fréquence, comme le représente la figure 3. Si l'on veut actionner un enregistreur de temps très précis, il suffit de le brancher dans le circuit-plaque de la dernière lampe. Le 1/1.000e de seconde peut alors être atteint. Mais pour beaucoup d'applications, une précision du centième de seconde suffit largement. On peut alors avantageusement monter la lampe du dernier étage comme lampe détectrice à fréquence musicale. Un relais téléphonique convenablement bobiné, disposé dans le circuit-plaque, peut suffire. Lorsqu'un éclairement parasite intense est à redouter (fonctionnement en plein soleil), il est recommandable de placer une self très élevée entre la grille et le filament de la première lampe, afin d'éviter une polarisation excessive de la grille.

Avec un semblable équipement, la quantité relativement grande de lumière recueillie et la très grande amplification réalisable permettent de fonctionner facilement sur des pistes dont la longueur est de plusieurs centaines de mètres. Un seul point est alors délicat: c'est l'orientation du miroir disposé à l'extrémité de la piste, et qui a pour objet de renvoyer le faisceau lumineux sur l'objectif de la cellule. Notamment, si ce miroir doit être placé au sommet d'un poteau soumis au vent, les trépidations sont très difficiles à éviter. Un procédé très simple pour supprimer cet inconvénient consiste à placer sur le poteau, non plus un simple miroir, mais un groupe de trois miroirs constituant un trièdre trirectangle, ou ce qui revient au même, un miroir plan et un dièdre rectangle de miroirs dont l'arête est perpendiculaire au plan de celui-ci On démontre facilement en optique qu'un semblable trièdre de miroirs possède cette propriété remarquable : tout faisceau lumineux réfléchi est symétrique du faisceau incident par rapport au sommet du trièdre.

Digitized by Google

L'ensemble des trois miroirs constituant un bloc compact, peut être facilement réglé en usine avec toute la précision désirable. Il se présente sous la forme d'une boîte rectangulaire terminée par deux hublots, l'un pour l'entrée du faisceau, l'autre pour la sortie. Dès lors il suffit d'accrocher ce bloc sur le poteau d'arrivée, en l'orientant plus ou moins approximativement du côté de l'appareil projetant. Sitôt qu'on oriente sur le hublot d'arrivée le faisceau lumineux, provenant du premier objectif, on observe un faisceau réfléchi par le hublot de départ qui tombe exactement sur le deuxième objectif. La position du sommet du trièdre a été, en effet, choisie exactement au milieu des deux hublots. Alors que le réglage d'un seul miroir eut été extrêmement délicat et laborieux en pleine nuit, le bloc trièdre ainsi réalisé peut être instantanément mis en place, même en plein soleil, et sans aucun réglage. Les applications du courant déclanché par l'obstacle peuvent varier à l'infini. Sur le schéma on a représenté l'allumage d'une lampe témoin placée en avant de l'appareil, mais il est évident qu'on peut l'utiliser à la solution de nombreux problèmes (mesure de la vitesse avec une très grande précision au moyen de deux appareils semblables placés à une certaine distance par exemple). Parmi les plus curieuses, on peut citer la chasse automatique des animaux : en traversant la piste, les pauvres bêtes déclanchent elles-mêmes le fusil qui les abattra. Souhaitons que les humains n'aient pas la cruauté d'appliquer ces montages à la mise de feu automatique de leurs canons au cours de la prochaine guerre. Et puisse-t-il servir à économiser les vies humaines qui sont continuellement sacrifiées au cours de records de vitesse non officiellement homologués.

III[e] PARTIE

Phonoluxmètre. — Cet exemple, pris entre beaucoup d'autres, montre quelques-unes des applications industrielles de la réaction instantanée des cellules, c'est-à-dire du déclanchement brusque sous l'action d'un faisceau lumineux dont l'intensité est quelconque.

D'autres applications nécessitent non seulement un déclanchement, sous l'action de la lumière, mais une véritable mesure de cette lumière.

C'est le cas de toutes les études qui portent sur les sources lumineuses, les éclairements, les mesures de transparence ou d'opacité de liquides, solides, gaz, des coefficients de réflexion, etc...

Digitized by Google

Ce problème est, ici, beaucoup plus complexe que le précédent, car il suppose que la cellule et tout l'appareil reste toujours fidèle et que sa sensibilité ne varie pas. Pour le résoudre, nous avons réalisé un appareil que nous avons appelé du terme un peu barbare de phonolux-mètre, parce qu'il utilise la méthode alternative dont nous avons déjà expliqué les avantages, et que la mesure est réalisée par la disposition d'une fréquence acoustique.

Dès l'apparition des cellules photoélectriques, on a songé à les utiliser en photométrie et spécialement pour l'étalonnage des lampes à incandescence. Mais on s'est rapidement heurté à de nombreuses difficultés.

Je ne vous parlerai pas ici de la question de la sensibilité relative de la cellule pour différentes longueurs d'onde à égalité d'énergie incidente ou à égalité d'action sur la rétine humaine. La question est déjà assez complexe comme cela, et nous supposerons que les rayonnements à étudier sont analogues et intéressent la même partie du spectre, qu'il s'agit de comparer deux lampes électriques à filament métallique, de même fabrication et fonctionnant sous une tension analogue.

La première idée qui vient à l'esprit lorsqu'on possède une cellule photoélectrique, consiste à lancer le courant produit dans un galvanomètre à suspension bifilaire et à lire la déviation en plaçant la lampe à une distance connue de la cellule.

Cette méthode ne permet aucune précision pour beaucoup de raisons :

D'abord la lampe électrique est alimentée sur un réseau qui comporte de nombreux abonnés. A chaque variation de charge apparaissent des variations de tension et, par suite, de température du filament de tungstène. De plus, le rayonnement de la lampe varie extrêmement vite avec la température et une variation de 1 o/o, donc très faible, se traduit par une variation de plus de 5 o/o dans la quantité de lumière fournie. Si l'on opère avec des batteries d'accumulateurs, il faut des batteries de très forte capacité, donc très coûteuses.

Ensuite, la batterie qui fournit à la cellule son potentiel accélérateur n'est jamais parfaitement constante. Elle se décharge progressivement. Or, la courbe qui lie le courant photoélectrique à la tension d'excitation est une courbe très inclinée ; une très petite variation de la tension de la batterie produit des variations de sensibilité considérables.

Digitized by Google

Le couple de tension du ressort de rappel du galvanomètre n'est également pas constant, il varie avec la température.

Enfin, la cellule elle-même n'est pas parfaitement fidèle ; si l'on se place assez près du potentiel accélérateur limite, ainsi que nous l'avons déjà signalé l'année dernière, la sensibilité augmente avec l'éclairement, jusqu'au moment où l'effluve apparaît. La cellule est instable dans la partie où elle possède une bonne sensibilité utilisable au galvanomètre ordinaire par exemple. Elle n'est stable, que si l'on se tient très loin de la tension disruptive de l'argon : mais alors, la sensibilité est trop faible pour être utilisable. Il faut tenir compte de la température, qui modifie grandement la sensibilité quand on s'approche de 35° C.

Principe du phonolux-mètre. — Le phonolux-mètre (1) évite tous ces inconvénients ; c'est un appareil basé sur la comparaison de deux flux lumineux, dont on peut régler l'amplitude relative. Il comprend essentiellement deux trajectoires optiques symétriques qui correspondent aux deux flux à comparer Ces deux flux sont alternativement projetés au même emplacement de la cellule photoélectrique, au moyen d'un obturateur tournant qui intercepte successivement, à fréquence musicale, l'un ou l'autre des deux faisceaux.

Si les deux faisceaux n'ont pas la même intensité, la cellule engendre un courant à fréquence musicale qui, considérablement amplifié, est finalement reçu dans un récepteur téléphonique. L'égalité entre les deux faisceaux peut être ainsi contrôlée d'une façon extrêmement précise par la disparition du son au téléphone.

Pour obtenir cette égalité, on réduit progressivement la surface de l'un des deux faisceaux au moyen d'un diaphragme soigneusement étalonné.

La fraction de la surface restante, donne le rapport entre les deux flux à comparer, c'est-à-dire leur mesure relative.

Etant donné que la cellule est utilisée comme appareil de o, les variations de sa sensibilité et celles du pouvoir amplificateur du groupe de triodes qui le suit, et enfin celles du récepteur téléphonique n'introduisent aucune erreur dans la mesure. La substitution de l'un ou l'autre des deux faisceaux se produit à une vitesse très grande, les variations relativement lentes de la source lumineuse (dues aux variations du secteur), sont également sans influence.

(1) Le phonolux-mètre est construit par la Société de Recherches et de Perfectionnements industriels, 125, avenue du Président Wilson, à Puteaux.

Digitized by Google

Partie électrique de l'appareil. — L'appareil est établi pour fonctionner indifféremment sur tous les réseaux de distribution de cou-

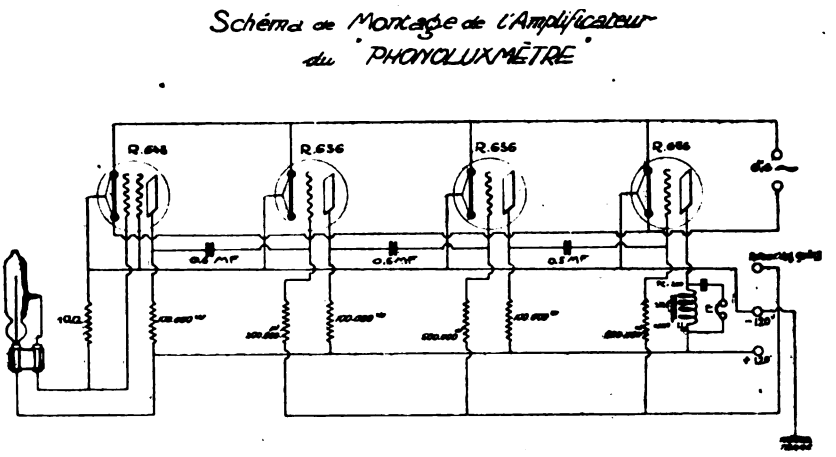


Fig. 4.

rant. L'amplificateur et la cellule ne comportent ni piles, ni accumulateurs. C'est-à-dire qu'il s'agit d'un appareil industriel, capable d'être mis entre toutes les mains. Il suffit de tourner un bouton jusqu'à ce qu'on obtienne le silence, et lire alors, sur la graduation, le résultat.

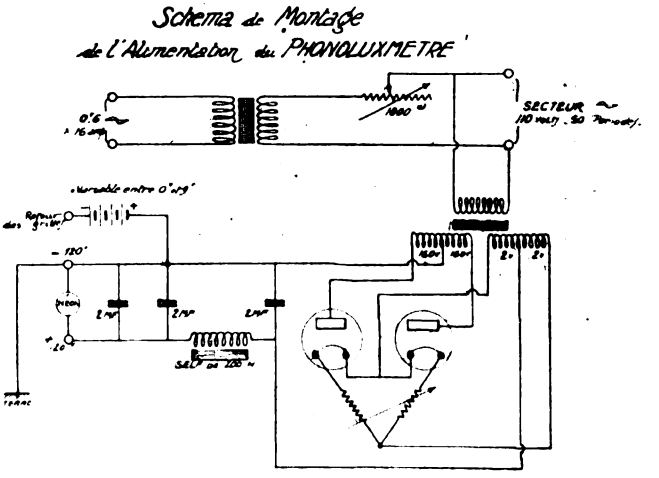


Fig. 5.

La fig. n° 4 représente le schéma de montage de l'amplificateur. On peut observer que le chauffage des lampes est effectué

Digitized by Google

directement sur alternatif. La fig. n° 5 représente le schéma du groupe de redresseur qui fournit la tension plaque; une lampe au néon, destinée à régulariser la tension continue produite, est indispensable pour éviter les accrochages intempestifs, à très basse fréquence, entre étages.

La précision de l'appareil est d'autant meilleure que la sensibilité de l'amplificateur est plus grande. Nous avons donc été conduit à blinder individuellement les différents étages, c'est-à-dire à enfermer chaque lampe avec son système de couplage à la lampe suivante (transformateur B.F.) dans un coffret en tôle.

Dans le schéma représenté sur la figure 4, le dernier étage de l'amplificateur est simplement relié à un jack, dans lequel pénètre la fiche du casque. La précision que l'on peut obtenir à l'oreille, par la disparition d'une fréquence musicale, est assez bonne, car une oreille exercée distingue nettement le son fondamental de ses

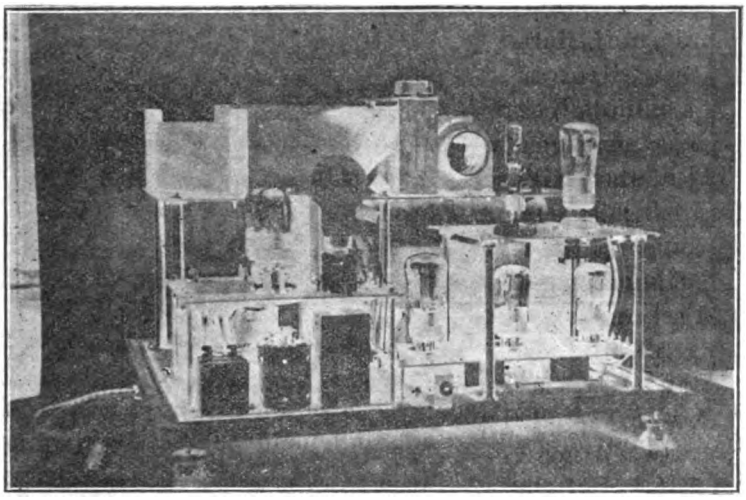


Fig. 6.

harmoniques, et surtout des parasites et des soufflements. Toutefois, une méthode encore meilleure consiste à disposer sur les fils de sortie un circuit oscillant, ou mieux encore, un filtre électrique accordé sur la fréquence de l'obturateur tournant. La pureté du son est alors presque parfaite et l'on peut accroître très notablement la sensibilité. Lorsqu'on pousse le plus possible cette sensibilité, on observe que le son de fréquence musicale ne disparaît plus, mais passe seulement par un minimum qui correspond à la valeur la plus favorable de la trappe de réglage. L'écouteur devient alors un instrument de repérage insuffisamment précis de ce minimum. On

Digitized by Google

le remplace très avantageusement par l'aiguille d'un milliampèremètre disposé sur le circuit plaque d'une lampe supplémentaire montée en détectrice. Lorsqu'on tourne d'une façon continue le bouton de la trappe de réglage, on observe alors brusquement, pour une valeur très exactement définie, une augmentation de la déviation de l'aiguille du milliampèremètre. Il suffit de s'arrêter alors et de lire le rapport des surfaces éclairées. La photographie n° 7 représente l'appareil dans la forme où il se présente pour l'usager.

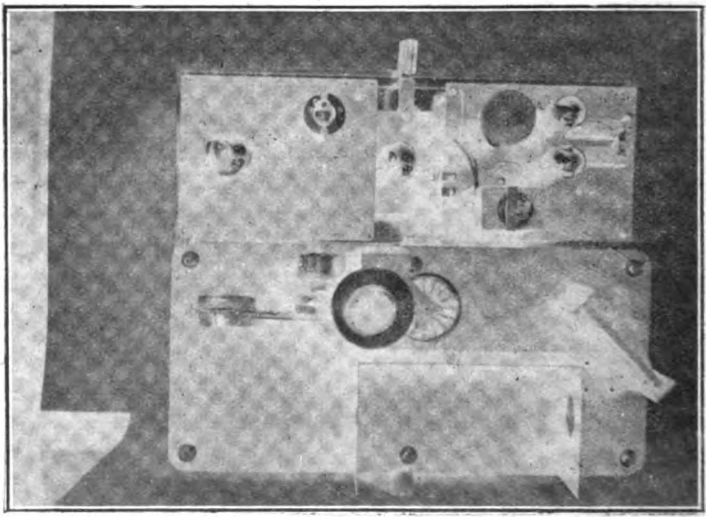


Fig. 7.

Partie optique de l'appareil. — On a combiné les trajectoires optiques de façon à pouvoir l'utiliser non seulement pour la comparaison de deux sources lumineuses à incandescence, mais également pour la mesure des opacités de gaz, liquides, solides, et enfin les études de polarisation rotatoire. La disposition générale est analogue à celle du spectrophotomètre de M. Fabry (1) qui se prête comme on le sait à de très ingénieuses combinaisons. Toutefois il s'agit ici d'un appareil industriel, qui ne prétend pas à une précision comparable, mais dont le maniement doit être très simple; d'autre part l'usage de la cellule photoélectrique a nécessité des quantités de lumière plus importante que l'œil, donc des objectifs fatalement moins

(1) Appareil construit par les Etablissements Jobin et Yvon.

Digitized by Google

bien corrigés. Enfin le monochromateur a dû être remplacé dans beaucoup de cas, par des écrans colorés Wratten convenablement choisis, afin d'éviter une absorption trop intense.

La description complète du spectrophotomètre sortirait du cadre de cette étude. Disons seulement que le principe de l'appareil consiste à utiliser un faisceau de lumière parallèle, et à le diviser en deux faisceaux symétriques au moyen d'un prisme demi-argenté. On place sur l'une des trajectoires le corps absorbant à étudier. L'autre trajectoire tombe sur la trappe qui permet d'en déduire la surface. L'obturateur tournant fait tomber alternativement sur la cellule l'un ou l'autre des deux faisceaux. Pour obtenir une bonne précision dans les mesures, il est indispensable que la substitution

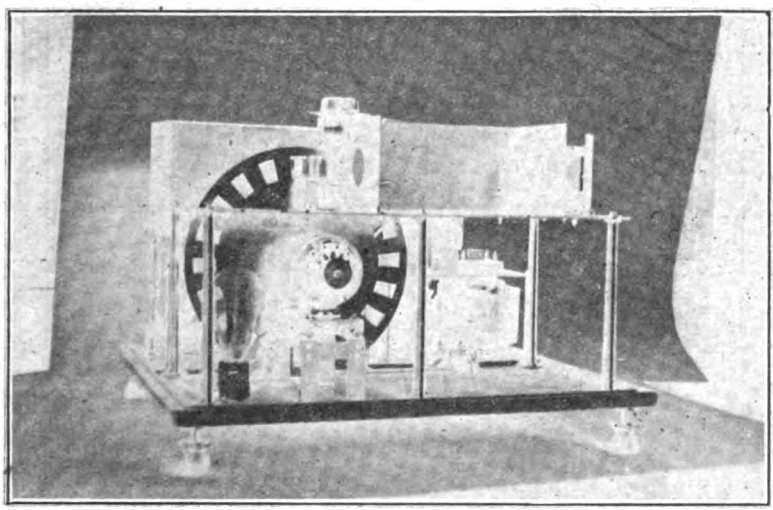


Fig. 8.

du premier faisceau au second soit rectiligne, c'est-à-dire qu'à chaque instant le secteur découvert du premier faisceau soit exactement complément du second. L'obturateur tournant doit donc être réalisé avec une très grande précision. Une excellente méthode consiste à employer, comme disque tournant une plaque photographique recouverte d'une émulsion à grand contraste et à grains très fins. Il est alors possible de réaliser des secteurs noirs exactement égaux aux secteurs transparents, et lorsqu'un premier disque a été une fois réalisé sur la machine à diviser avec toute la précision

Digitized by Google

désirable, d'en obtenir, par contact, des copies à des prix peu élevés.

Un très grand nombre de précautions sont nécessaires pour donner à l'appareil toutes ces qualités : répartition de la lumière, le long de la surface de l'objectif, parallélisme des deux trajectoires, éclairement de la même surface du potassium de la cellule, etc... Un montage soigné permet de faire des déterminations atteignant le 1/10.000°. C'est un maximun qu'on peut difficilement dépasser. Mais, même avec un appareil industriel, on peut atteindre facilement le 1/1.000° et ce résultat est intéressant, si l'on considère que la mesure peut être effectuée instantanément par n'importe quel opérateur et sans entraînement. A titre de comparaison, nous rappellerons que la précision des photomètres ordinaires, basés sur l'égalité observée à l'œil de deux plages lumineuses, ne dépasse guère le 1/100° et que de plus cette mesure ne peut être faite que par un opérateur entraîné et doué d'une vue excellente. Il est superflu d'indiquer ici quels services un semblable appareil peut rendre dans l'industrie, pour le contrôle des fabrications, ou même pour des études scientifiques.

Conclusion. — Chronométrage des courses, mesure des intensités lumineuses, constituent, dans des domaines très différents, les applications intéressantes de la cellule photoélectrique. La technique actuelle des lampes à 3 électrodes permet de mettre ces précieux instruments à la portée de tous, puisque les courants excessivement faibles peuvent être suffisamment amplifiés pour être facilement utilisables. Le mérite de cet important progrès en revient incontestablement aux « Amis de la T. S. F. » qui ont tout fait pour le développement des tubes amplificateurs.

A eux appartiendra encore celui de trouver dans l'avenir d'innombrables applications de ce nouvel œil électrique, dont on peut tirer un si excellent parti quand on lui fait parvenir une lumière périodiquement interrompue.

P. Toulon.

Digitized by Google

CONFÉRENCE DE DOCUMENTATION

LES ONDES ÉLECTRIQUES ULTRA-COURTES
(Production, Applications) [1]

par E. PIERRET,

Licencié ès sciences, Assistant à la Faculté des Sciences de Nancy.

SOMMAIRE. — L'obtention d'oscillations électriques entretenues de quelques centimètres de longueur d'onde ayant une grande importance en physique et en radiotélégraphie, de nombreuses recherches ont été faites récemment à ce sujet.

L'auteur expose les divers procédés qui permettent d'obtenir ces oscillations ; on peut ranger ces procédés en deux grandes catégories :

1° ceux qui utilisent une lampe triode dont la plaque est chargée positivement ;

2° ceux qui sont basés sur l'existence d'une oscillation électronique dans un tube à vide.

Dans ce dernier cas, il y a lieu de distinguer les oscillations obtenues avec une triode dont la grille est chargée positivement, qui permettent d'avoir soit les ondes de Barkhausen, soit des ondes plus courtes (10 à 20 cm.) et les oscillations qui se produisent dans une lampe à deux électrodes sous l'action d'un champ magnétique (magnétron).

De nombreuses théories ont été émises pour expliquer le fonctionnement de ces oscillations, en particulier au sujet des ondes de Barkhausen, qui se présentent comme un phénomène très complexe (2).

Les ondes ultra-courtes ont de nombreuses applications en Physique (analogie avec les phénomènes lumineux, dispersion électrique, etc.), en Radiotélégraphie (communications parfaitement dirigées) et en Biologie (expériences de Lakhowski, Esaü, etc.).

Introduction.

Les ondes ultra-courtes sont actuellement l'objet de nombreuses études, tant en France qu'à l'étranger, et leur technique s'est tellement développée depuis quelques années qu'il est nécessaire de faire aujourd'hui une mise au point qui soit, en quelque sorte, le complément des conférences de documentation faites par Mesny [10] sur le même sujet.

(1) Communication faite à la S. T. S. F., le 14 mai 1929.

(2) Le sujet exposé étant extrêmement vaste, nous n'avons pu développer comme il conviendrait la partie traitant des oscillations de Barkhausen et des différentes théories émises. Le lecteur que cette question intéresse pourra se reporter aux conférences claires et précises de Mesny. (Les Ondes électriques courtes. Conférences-rapports de documentation sur la Physique. Les Presses Universitaires de France.

Digitized by Google

Nous devons remarquer que nous entendons par ondes ultra-courtes, les ondes dont la longueur est comprise entre quelques centimètres et 1 m 50 environ. C'est donc aux procédés de génération de ces ondes et à leurs applications que nous bornerons notre étude.

Origine des recherches sur les ondes ultra-courtes.

Dès 1865, l'identité de la valeur *observée* pour la vitesse de propagation de la lumière et de la valeur *calculée* pour la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques dans le vide, avait conduit MAXWELL à admettre que les ondes lumineuses étaient des ondes électromagnétiques.

Aussi, après la découverte des ondes hertziennes, en 1888, de nombreux physiciens, dont HERTZ ([22]) lui-même, cherchèrent à obtenir les ondes hertziennes les plus courtes possibles pour vérifier si elles possédaient bien les mêmes propriétés que les vibrations lumineuses, c'est-à-dire si elles pouvaient se réfléchir, se réfracter, se diffracter, se polariser, interférer, etc.

A cette époque, on produisait les oscillations électriques, soit à l'aide de la décharge d'un condensateur dans un circuit de faible

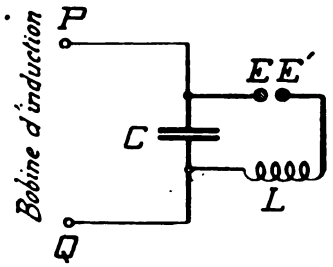


Fig. 1. — Oscillateur fermé.
EE' = coupure à étincelle
C = condensateur
L = bobine de faible résistance.

résistance avec une coupure à étincelle (oscillateur fermé, fig. 1), soit avec un oscillateur de Hertz (oscillateur ouvert, fig. 2) ; ce dernier procédé donne un rayonnement électromagnétique beaucoup plus intense que le premier.

Les oscillations ainsi obtenues sont comparables à celles d'un pendule très amorti, auquel on donnerait une série de chocs et qui, après chacun de ces chocs, exécuterait quelques oscillations, la durée

Digitized by Google

totale de ces oscillations étant très inférieure au temps qui s'écoule entre deux chocs consécutifs (fig. 3).

Dans ce domaine, on arriva rapidement à réaliser des oscillations

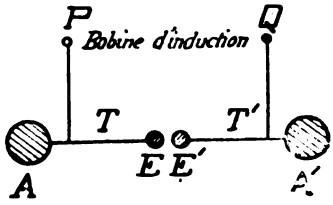


Fig. 2. — Oscillateur ouvert (Oscillateur de Hertz).
EE = coupure à étincelles.
AA' = boules métalliques servant de capacité.
TT' = tiges métalliques formant le circuit de décharge.

de longueur d'onde extrêmement courte, permettant de reproduire, plus ou moins bien, les diverses expériences d'optique. Les travaux de Righi [52], Bose, Lebedew [18], Lampa [37], Möbius [11], Nichols et

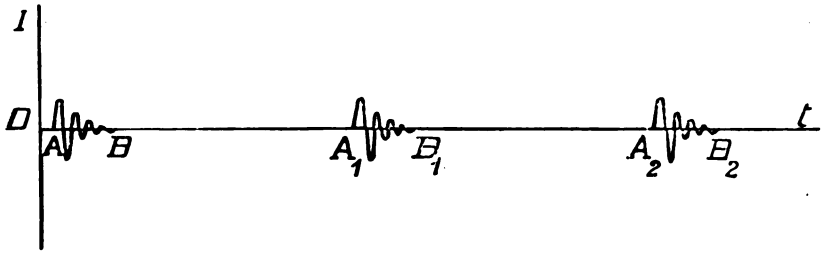


Fig. 3. — Oscillations amorties.

Tear [44-47], puis, récemment, ceux de Glagolewa Arcadiewa [13], ont permis d'obtenir des ondes hertziennes amorties de longueur inférieure au millimètre. En particulier, Nichols et Tear [16] ont pu isoler des ondes de $0^{mm},220$ et Glagolewa Arcadiewa a décelé une série d'ondes comprises entre 50 mm et $0^{mm},082$.

Dans le domaine lumineux, les ondes infra-rouges les plus longues ($0^{mm},320$) ont été isolées par Rubens et Von Bayer [53]. La jonction entre le spectre lumineux et le spectre hertzien est donc faite et, aujourd'hui, on admet que les ondes lumineuses sont, comme les ondes hertziennes, des ondes électromagnétiques et ne diffèrent que par leur longueur.

Digitized by Google

Il faut cependant remarquer que les oscillations amorties, dont l'amplitude décroît très rapidement avec le temps, agissent comme une série de chocs brutaux successifs, que les résonateurs employés, dont l'état électrique est modifié par le passage de l'onde amortie, continuent à osciller avec leur période propre, ce qui introduit une cause d'erreurs dans de nombreuses expériences. D'autre part, les vibrations lumineuses sont si peu amorties que chacune d'elles dure plus d'un milliard de périodes et il ne faut pas oublier que les formules de l'optique s'appliquent à des ondes *entretenues*, c'est-à-dire à des oscillations à amplitude constante (fig. 4), analogues à

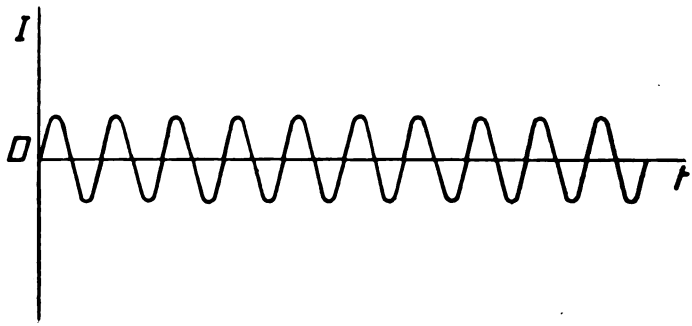


Fig. 4. — Oscillations entretenues.

celles d'un pendule d'horloge, où l'entretien est réalisé à l'aide d'un ressort ou d'un poids qui, par l'intermédiaire de l'échappement, restitue, à chaque oscillation, l'énergie absorbée par les frottements, cet appoint d'énergie étant fourni dans la phase convenable.

Pour vérifier quantitativement les lois de l'optique avec les ondes hertziennes, il faudrait donc trouver un moyen d'entretenir des oscillations électriques de très courte longueur d'onde.

Les premiers procédés d'entretien employés (arc électrique, alternateur à haute fréquence) ne permettent pas d'obtenir des oscillations de très haute fréquence. Ce n'est qu'à partir de 1910 qu'un grand progrès a été réalisé dans cette voie par la découverte de la lampe à trois électrodes, imaginée par Lee de Forest. Grâce à elle on a pu produire facilement, en faisant varier la self-induction et la capacité d'un circuit oscillant, toute la gamme de longueurs d'onde depuis le mètre jusqu'à plusieurs kilomètres.

Les oscillations entretenues de longueur d'onde inférieure au mètre ne peuvent être obtenues que par des dispositifs particuliers, que nous étudierons spécialement.

Digitized by Google

PREMIÈRE PARTIE

Oscillateurs à ondes ultra-courtes utilisant des lampes triodes à plaque chargée positivement.

a) *Oscillateurs à une lampe :* (1)

Pendant la guerre de 1914-1918, au cours d'études sur des postes

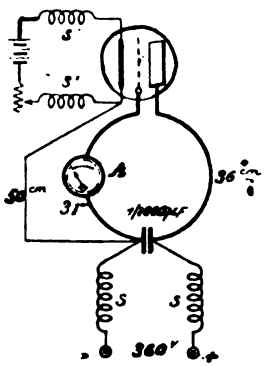


Fig. 5.

d'émission faites au laboratoire de la Télégraphie militaire, GUTTON remarqua que l'aiguille d'un ampèremètre placé entre l'appareil

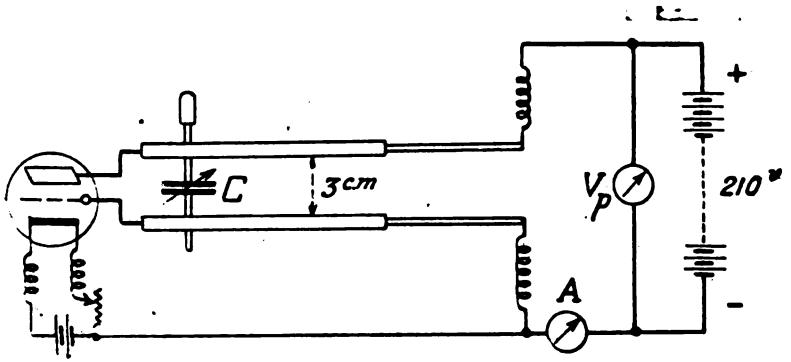


Fig. 6. — Oscillateur de Huxford.
Le condensateur variable C peut être déplacé le long des fils.

et la terre restait déviée, alors que l'antenne était déconnectée. Il en conclut qu'il existait des oscillations, mais il ne put en mesurer la

(1) En 1916, WHITE ([72]) avait déjà signalé des ondes de quelques mètres de longueur.

Digitized by Google

longueur d'onde avec un ondemètre. Ce n'est qu'après l'armistice qu'il put reprendre ces expériences, en collaboration avec Tonly ([15]), et il eut la surprise de constater que les oscillations observées avaient

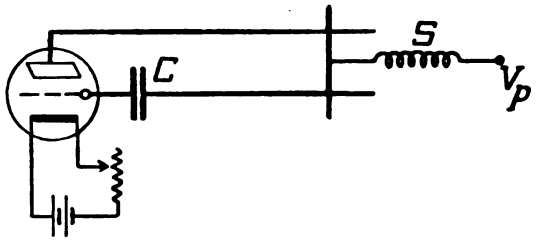


Fig. 7. — Oscillateur de Hollmann.
C = condensateur de « bloquage ».

une longueur d'onde très courte (quelques mètres seulement) ; il construisit alors le premier oscillateur à ondes courtes, avec lequel il put arriver jusqu'à 1m,50 (fig. 5).

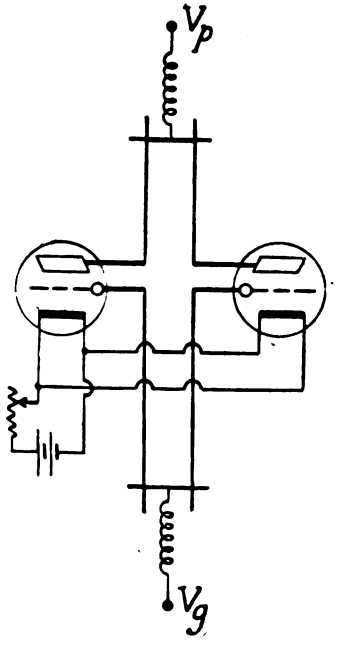


Fig. 8. — Oscillateur de Holborn.

Ce dispositif, légèrement modifié, fut employé par Huxford ([18 b s]) (fig. 6, λ min. = 1 m), Bergmann ([1 bis]) (λ min. = 82 cm), puis Hollmann ([21]) (fig. 7 λ min. = 92 cm) ; il a l'inconvénient

Digitized by Google

d'exiger des bobines de choc (S), afin que les oscillations à haute fréquence n'aillent pas se perdre dans les fils de connexion aux batteries.

b) *Oscillateurs à 2 lampes.*

Aujourd'hui, on utilise plus souvent un oscillateur symétrique à deux lampes, dérivant du type trouvé en 1916 par le commandant JULLIEN, et décrit plus tard par ECCLES et JORDAN (6) ; leur dispositif a permis à HOLBORN (23) et à MESNY (39) d'obtenir plus facilement et

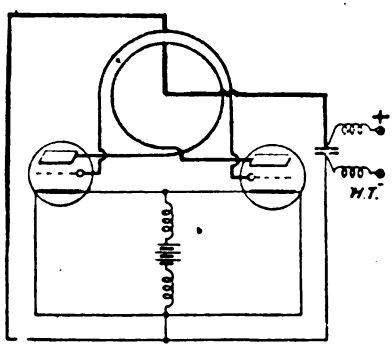


Fig. 9. — Oscillateur Mesny.

avec plus de puissance des ondes très courtes (jusqu'à 1m,20) (fig. 8 et 9).

Dans l'oscillateur de MESNY, le fil de plaque est croisé, de façon à avoir entre les deux circuits de grille et de plaque une induction mutuelle négative, favorable à l'entretien ; une augmentation de couplage fait croître la longueur d'onde.

Les fils de connexion aux batteries sont fixés au milieu des fils qui joignent respectivement les grilles et les plaques ; si les deux lampes sont parfaitement identiques (1), le potentiel reste invariable en ce point et on n'a plus besoin de mettre de bobines de choc. En réglant avec soin la longueur des fils de grille et de plaque, ainsi que le couplage, on obtient des oscillations très intenses. On ne met pas de condensateur, les capacités des lampes étant suffisantes. Pour des ondes très courtes, ces capacités produisent même entre les circuits de grille et de plaque un couplage trop élevé et on a intérêt à utiliser une induction mutuelle nulle ou même positive,

(1) Dans les oscillations symétriques, il arrive que si les deux lampes présentent des caractéristiques différentes, l'une d'elles oscille seule et on trouve sur les fils reliant la lampe aux batteries des oscillations de longueur d'onde plus grande [KIEBITZ (32)].

Digitized by Google

comme dans le dispositif de la figure 10, où le fil de plaque n'est pas croisé ; dans ce cas, une augmentation de couplage diminue la longueur d'onde, d'où, pour de mêmes longueurs de fil que dans l'oscillateur Mesny, des oscillations de fréquence plus élevée. On

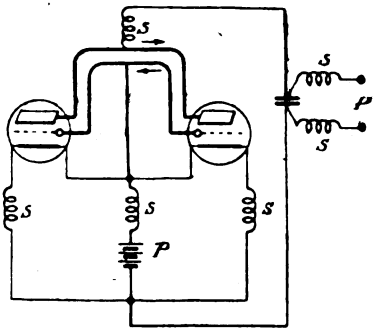


Fig. 10. — Oscillateur à couplage inversé.
(C. Gutton et E. Pierret.)

obtient facilement des ondes de 1 m à 1m,10 [C. Gutton et E. Pierret (20)].

Avec le même montage et des lampes sans culot, sélectionnées, Laville a pu atteindre 0m,80.

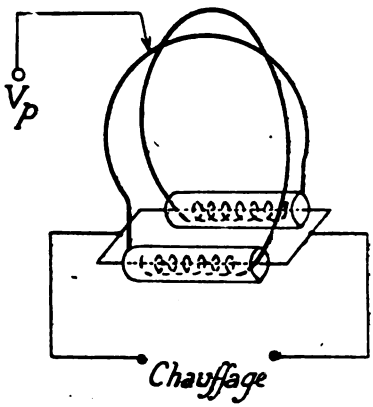


Fig. 11. — Oscillateur d'Englund.

Pour de telles fréquences, les fils extérieurs réunissant les plaques et les grilles deviennent très courts, même en utilisant des lampes à cornes, et on arrive à la limite technique de ce qu'on peut obtenir avec les lampes triodes actuelles. Du reste, Mesny a montré

Digitized by Google

que pour des longueurs d'onde de l'ordre du mètre, le *temps de parcours* des électrons entre la grille et la plaque (10^{-9} seconde) devient de l'ordre de grandeur de la période ($3{,}3 \times 10^{-9}$ seconde), par conséquent n'est plus négligeable.

Cependant, KOHL ([36]) a pu réaliser récemment des ondes de 30 cm à 150 cm en diminuant les dimensions des électrodes et en plaçant le circuit oscillant à l'intérieur même de la lampe ; il a constaté l'existence d'une résistance négative.

ENGLUND ([8]) a indiqué un dispositif analogue à l'oscillateur symétrique où les électrodes et les fils les réunissant sont placés dans le même tube à vide (fig. 11). Comme on ne peut régler ni la longueur des fils, ni le couplage, les résultats obtenus n'ont pas été très bons; l'intensité des oscillations est faible, la longueur d'onde minimum est $1^m{,}05$.

c) *Oscillateur à harmoniques.*

On peut atteindre des fréquences plus élevées en utilisant les harmoniques d'un oscillateur du genre de ceux qui viennent d'être décrits. En couplant fortement l'oscillateur à la ligne de mesure, on a pu mettre en évidence jusqu'à l'harmonique 7 et déceler des ondes de 21 cm de longueur, mais dont l'intensité était très faible. Tous les essais faits pour isoler et amplifier ces harmoniques ont échoué ; la présence de l'onde fondamentale, beaucoup plus intense, a empêché de les employer à des mesures physiques (C. GUTTON et E. PIERRET ([20])).

Dans tous les dispositifs que nous venons de signaler, la plaque est portée à un potentiel positif élevé par rapport au filament (200 — 600 V), la grille restant à un potentiel voisin de celui du filament ; la longueur d'onde est déterminée par un circuit oscillant constitué par les fils réunissant les électrodes et par la capacité des lampes. Les tensions des électrodes et l'intensité du courant de chauffage n'ont qu'une très faible influence sur les variations de longueur d'onde. L'entretien des oscillations se fait par le même mécanisme que pour les ondes longues (couplage des circuits de grille et de plaque).

KOHL attribue l'entretien des ondes courtes qu'il a observées à un effet de résistance négative.

Digitized by Google

DEUXIÈME PARTIE

Ondes ultra-courtes obtenues à l'aide d'une oscillation électronique dans un tube à vide.

1° Oscillateurs à triodes dont la grille est chargée positivement.

a) *Oscillations de Barkhausen. — Recherches expérimentales.*

Les procédés d'entretien d'oscillations avec une triode à tension de plaque positive ne permettent que difficilement d'obtenir des ondes de longueur inférieure à 1 mètre. Des fréquences plus élevées ne peuvent être atteintes qu'en utilisant les oscillations électroniques qui se produisent dans certains cas à l'intérieur des tubes à vide, et en particulier les oscillations de Barkhausen ; ces dernières apparaissent dans les triodes à électrodes cylindriques dont la grille est chargée positivement, la plaque étant à un potentiel négatif, nul ou positif, mais toujours notablement inférieur à celui de la grille.

C'est à la fin de 1919 que Barkhausen et Kurz (1), découvrirent ce phénomène en étudiant le vide des lampes à trois électrodes. En effet, si on porte la grille d'une lampe à un potentiel assez élevé par rapport au filament et si on donne à la plaque une faible tension négative, on n'observe pas de courant de plaque si le vide est bon. Si le vide est mauvais, les électrons se dirigeant vers la grille peuvent produire par chocs des ions positifs qui se rendent à l'électrode négative, c'est-à-dire à la plaque et y produisent un faible courant de plaque *négatif* (de sens inverse du courant électronique normal).

Barkhausen et Kurz eurent la surprise de constater, dans certaines conditions, un courant de plaque *positif*, même avec des tensions de plaque négatives assez élevées (— 100 V). *A priori*, l'apparition de ce courant n'est pas explicable ; elle ne peut être produite que par des oscillations particulières ; si l'amplitude de la différence de potentiel ainsi résultante sur la plaque est plus grande que la tension négative, la plaque sera de temps en temps positive et pourra capter des électrons. Les auteurs mirent en évidence ces oscillations en connectant à la grille et à la plaque deux fils de Lecher avec une soudure thermoélectrique (fig. 12). Les ondes obtenues étaient extrêmement courtes, de l'ordre du mètre. Les expériences faites prouvèrent que la longueur d'onde dépendait :

Digitized by Google

1° de la tension de grille, V_g :

λ min. = 43 cm avec $V_g = 500$ V.

2° de la tension de plaque V_p :

λ varie de 240 cm à 104 cm quand V_p varie de + 4 à — 300 V.

3° du courant de chauffage I_c :

λ varie de 214 cm à 131 cm quand I_c varie de 0 A 8 à 1 A 15.

La longueur d'onde était liée à la tension de grille par la relation

$$\lambda^2 V_g = \text{Cte}.$$

Les oscillations observées leur parurent indépendantes des induc-

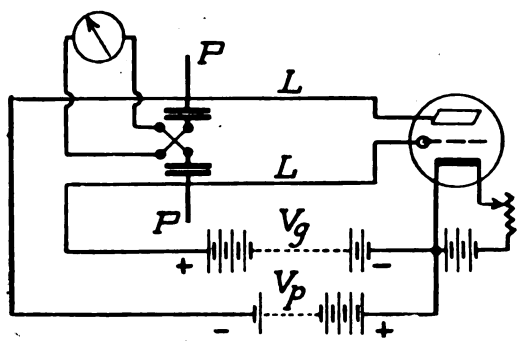


Fig. 12. — Montage Barkhausen et Kurz.
La plaque st négative, la grille positive. Les oscillations ont lieu à l'intérieur de la lampe, les fils de Lecher servent à les déceler.

tances et capacités extérieures ; ils pensèrent qu'elles devaient être dues à une oscillation des électrons autour de la grille ; les lampes devaient avoir une grille à mailles serrées ; des lampes à *électrodes planes* ne donnèrent aucun résultat.

Expériences de Scheibe.

En 1922-1923, Scheibe ([60]) reprit les expériences de Barkhausen avec des lampes à vide poussé (1×10^{-5} mmHg), à plaque cylindrique ($r_a = 0^{cm},86$ à $1^{cm},72$) et à grille en forme de prisme à base carrée ($0^{cm},3$ à $1^{cm},6$).

L'émission de filament était de 5 à 6 mA par mm² de surface. Scheibe opéra avec des tensions de plaque négatives ou nulles et obtint des oscillations de 30 cm à 300 cm de longueur d'onde.

Les résultats confirment ceux de Barkhausen (λ dépend seulement de V_a, V_g, des dimensions des électrodes et ne dépend pas du circuit extérieur, qui n'a d'influence que sur l'intensité des oscillations).

Digitized by Google

Travaux de Gill et Morrell. — Vers la même époque, Gill et Morrell renouvelèrent aussi les expériences de Barkhausen, d'abord avec une tension de plaque *nulle* (11), puis, en 1924-1925, avec une tension de plaque *positive* (12) (environ 160 V), la tension de grille étant notablement supérieure à la tension de plaque. Dans les conditions où ils ont opéré, la longueur d'onde ne dépend plus aussi nettement des dimensions des électrodes et des tensions, mais aussi, dans certaines limites, des conducteurs extérieurs, qui font partie du circuit oscillant et sont nécessaires à l'entretien des oscillations.

Gill et Morrell utilisèrent deux montages différents :

1° le montage de Barkhausen (fig. 12), où la soudure thermoélectrique amortit les oscillations.

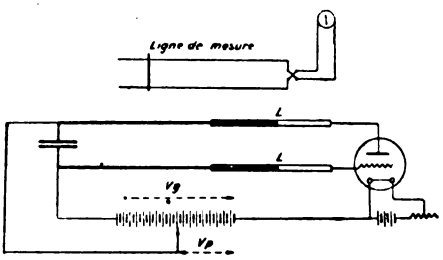


Fig. 13. — Montage Gill et Morell.

2° un montage avec ligne de mesure couplée (fig. 13).

Dans la première série de mesures ($V_p = 0$), ils retrouvèrent la loi de Barkhausen : $\lambda^2 V_g = C^{te}$ (68×10^5 à 74×10^5) ;

Dans la deuxième série ($V_p = +160$ V), ils montrèrent que :

$$\lambda^2 (V_g - V_{g'}) = C^{te}.$$

En 1925, Sahaneck (56) chercha quelles étaient les conditions de fonctionnement des oscillateurs de Barkhausen et trouva qu'il était nécessaire que :

$$2{,}0 < \frac{r_p}{r_g} < 3.$$

(r_p = rayon de la plaque ; r_g = rayon de la grille).

Zacek (13) put aussi obtenir des oscillations avec des tensions de grille peu élevées.

$\lambda = 103$ cm avec $V_g = +6$ v, 5 et $V_p = 0$.

Oscillateurs à deux lampes (Scheibe).

Dans tous ces montages à une lampe, l'amplitude des oscillations

Digitized by Google

est faible ; on est obligé d'employer des tensions de grille élevées avec un chauffage poussé, de sorte que la durée des lampes est

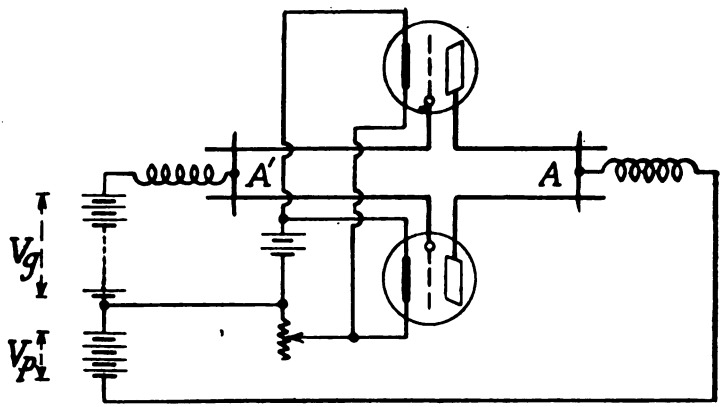


Fig. 14 *a*. — Oscillateur à 2 lampes.
Les ondes se réfléchissent sur les ponts A et A' où il y a par conséquent un nœud de potentiel.

extrêmement courte. On a cherché à obtenir des oscillations plus intenses en couplant deux ou plusieurs triodes en parallèle.

En 1925, Scheibe ([62]) a réalisé le premier un oscillateur à deux

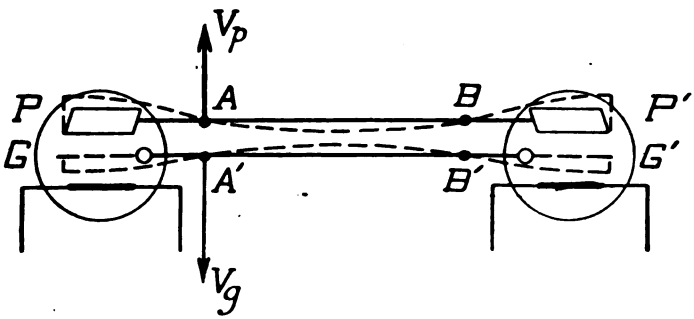


Fig. 14 *b*
Les courbes en pointillé représentent la distribution du potentiel le long des fils reliant les électrodes.
Les points A, A' et B, B' sont des nœuds de potentiel. C'est en ces points que doivent être fixés les fils de connexion aux batteries.

lampes donnant une puissance égale à 5 ou 7 fois la puissance que chaque lampe donnerait seule. De plus, on peut diminuer l'émission électronique. Dans le montage employé (fig. 14 *a* et 14 *b*), il

Digitized by Google

faut que les fils de connexion arrivent aux nœuds de potentiel, car il se forme sur les fils reliant les grilles et les plaques un système d'ondes stationnaires ; de plus, il faut que les lampes soient aussi identiques que possible.

Scheibe a opéré avec des tensions de plaque comprises entre 0 et — 300 V ; il a obtenu des ondes de 30 cm à 300 cm. Dans certains cas, il a observé des ondes instables, plus courtes que celles qu'il obtenait normalement ; le rapport de l'onde longue à l'onde courte variait de 1,3 à 2.

Recherches de Mlle Grechowa.

Le montage à deux lampes de Scheibe a été étudié systématiquement en 1925-1926, par Mlle Grechowa [15], du laboratoire Romanoff, à Moscou.

Elle a fait varier V_g de 50 à 660 V et V_p de — 5 à + 14 V ; elle a obtenu des ondes de 50 cm à 1 m.

Elle trouve que λ dépend du courant de chauffage, de la tension de grille, de la tension de plaque, du rapport $\frac{r_p}{r_g}$, de l'accord du circuit de plaque ; dans une première série de recherches, elle constate que la longueur d'onde ne dépend pas du circuit de grille, qui n'aurait d'influence que sur l'intensité des oscillations ;

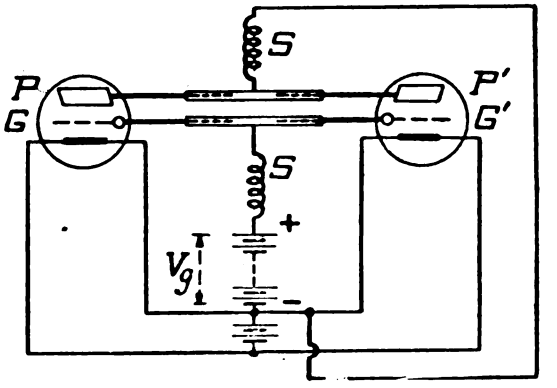


Fig. 15. — Oscillateur de M. T. Grechowa.

plus tard [17], avec un nouveau dispositif (fig. 15), elle reconnaît que la longueur du circuit de grille influe sur la longueur d'onde et arrive aux conclusions suivantes :

1° pour de faibles tensions de grille, le courant d'émission (dé-

Digitized by Google

pendant du courant de chauffage) a une grosse influence sur la variation de longueur d'onde ;

2° pour des tensions de grille moyennes, la longueur d'onde devient indépendante du courant d'émission ;

3° pour des tensions de grille élevées, la longueur d'onde devient indépendante de la tension de grille et du courant d'émission ; elle est déterminée par le circuit oscillant.

Mlle Grechowa ([17]) a réussi à réaliser un dispositif à plusieurs lampes, donnant des oscillations intenses (fig. 16).

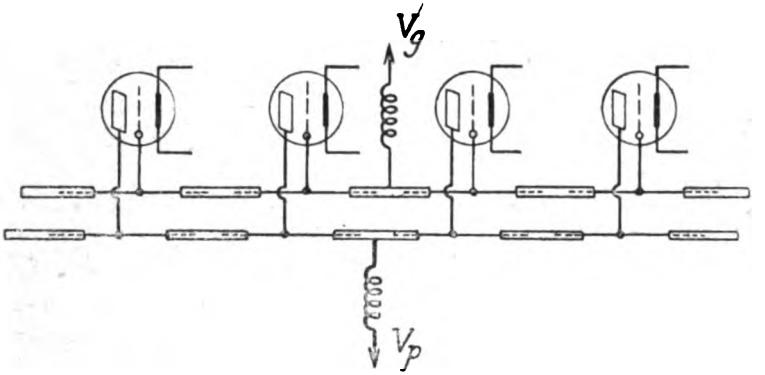


Fig. 16. — Oscillateur à plusieurs lampes (M. T. Grechowa).

Avec des tensions de grille élevées, elle a observé des longueurs d'onde plus petites que celles calculées par la formule $\lambda^2 V_g = C^{te}$ (22 cm au lieu de 44 cm par exemple). Dans toutes ses expériences, la durée des lampes est très courte.

Recherches de Hollmann.

Pami les travaux récents sur les ondes de Barkausen, il faut citer ceux de Wechsung ([70]), qui fait varier la longueur d'onde à l'aide d'un petit condensateur variable placé entre la grille et la plaque ; ceux de Kohl ([36]), qui a pu obtenir des ondes de 30 cm en mettant un petit circuit oscillant à l'intérieur de la lampe, et surtout ceux de Kapzow et Gwosdower ([31]), puis de Holmann ([25-27]).

Kapzow et Gwosdower trouvent qu'il peut exister dans une lampe triode dont la grille est chargée positivement :

1° des oscillations électroniques dont la fréquence est déterminée par les dimensions et les tensions des électrodes ; ce sont les oscillations de Barkhausen-Kurz ;

2° d'autres oscillations électroniques dont la fréquence ne dépend

Digitized by Google

que du circuit extérieur et qu'ils appellent oscillations de GILL et MORRELL.

Hollmann, guidé d'une part par les idées de KOHL, d'autre part par celles de KAPZOW et GWOSDOWER, arrive aux mêmes conclusions que ces derniers en se basant sur les courbes qu'il obtient en no-

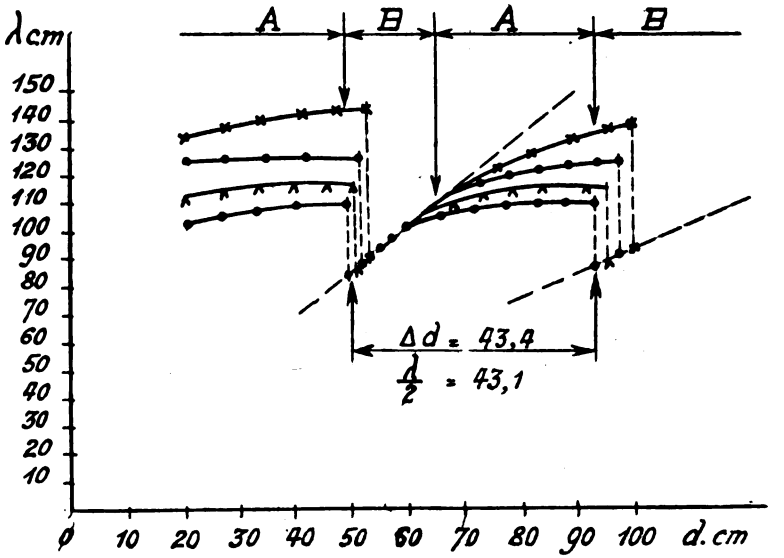


Fig. 17. — Oscillations de Barkhausen-Kurz et de Gill et Morrell d'après Hollmann.
d = distance du pont à la lampe.

tant les variations de λ lorsqu'il déplace un pont sur les fils de Lecher reliés aux électrodes ($\lambda = f(d)$ fig. 17).

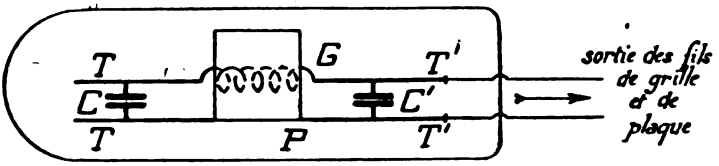


Fig. 18. — Schéma du dispositif de Hollmann pour ondes ultra-courtes.
T, T' = fils parallèles fixés à la grille et à la plaque.
C, C' = condensateurs « de bloquage » placés à l'intérieur de l'ampoule et dont la distance aux électrodes doit être réglée à l'avance.

Le domaine A, où λ varie peu en fonction de d, correspondrait aux oscillations de Barkhausen ; le domaine B, où λ varie beaucoup

Digitized by Google

plus vite quand le circuit extérieur change, serait celui des oscillations de Gill et Morrell. L'intensité des oscillations dans le domaine A serait plus faible que dans le domaine B ; le passage du domaine A au domaine B se fait brusquement ; les mesures de longueur d'onde faites avec les fils de Lecher montrent que les deux ondes peuvent coexister dans un petit domaine.

Poursuivant ses recherches, Hollmann a pu obtenir des ondes de plus haute fréquence, en plaçant deux petits condensateurs entre la grille et la plaque, à l'intérieur même de la lampe ; ce dispositif lui a permis de réaliser des ondes de 20 cm à 40 cm (fig. 18).

Recherches théoriques.

Si les résultats expérimentaux diffèrent suivant les auteurs, chacun d'eux a cependant essayé de donner une explication du phénomène.

1° *Théories de Barkhausen et Kurz, Zilintinkewitsch, Scheibe.*

Barkhausen et Kurz (1), constatant que les oscillations qu'ils observaient étaient indépendantes du circuit extérieur, pensèrent qu'elles devaient être dues au mouvement des électrons à l'intérieur de la lampe ; les électrons, attirés par la grille, peuvent la traverser avec une grande vitesse, puis, repoussés par la plaque négative, la traverseraient à nouveau et se mettraient à osciller autour de la grille avant de finir par tomber sur elle ; le temps mis par un électron pour aller du filament à la plaque serait la demi-période.

Les auteurs donnent une relation entre la longueur d'onde et les dimensions de la lampe, relation calculée en supposant que les électrodes ne sont pas cylindriques, mais *planes*, et dans laquelle ils ne tiennent pas compte des charges spatiales (charge spatiale négative créée par les électrons autour du filament et charge spatiale positive autour de la grille) :

$$\lambda = \frac{2000}{\sqrt{V_g}} \times \frac{r_p V_g - r_g V_p}{V_g - V_p}$$

r_g = rayon de la grille ; r_p = rayon de la plaque,

V_g = tension de grille ; V_p = tension de plaque.

Les longueurs d'onde observées sont plus petites que celles calculées.

Zilintinkewitsch (75), admet que certains électrons peuvent accomplir trois fois le trajet aller et retour du filament à la plaque (à la surface de potentiel nul si $V_p \neq 0$) avant de tomber sur la grille ; comme Barkhausen et Kurz, il calcule la longueur d'onde d'après le temps de parcours d'un électron et arrive à la formule

Digitized by Google

suivante :

$$\lambda = \frac{1000}{\sqrt{V_g}}\left(\frac{\delta_f}{a_1} + \frac{\delta_p}{a_2}\right),$$

où :

$\delta_f = r_g - r_f$ (distance entre le filament et la grille).

$\delta_p = r_p - r_g$ (distance entre la grille et la plaque).

Dans le cas où le potentiel de la plaque n'est pas nul, δ_p est la distance entre la grille et la surface de potentiel nul :

$$\delta_p = (r_p - r_g) \times \frac{V_g}{|V_p| + V_g}.$$

a_1 et a_2 sont des facteurs qui font intervenir la forme cylindrique des électrodes.

Scheibe [60] a repris le calcul de Barkhausen pour des *électrodes cylindriques*. Il néglige les charges d'espace et la vitesse initiale des électrons ; il calcule le temps que met un électron pour aller du filament à la grille, puis de la grille au point où le potentiel est égal à celui du filament, point où l'électron s'arrête ; ce temps serait la demi-période. Sans charge d'espace, le potentiel entre les électrodes varie comme Log. r, r étant la distance à l'axe des cylindres ; les calculs conduisent à la relation suivante :

$$\lambda_{cm} = cT = \frac{4cr_g}{\sqrt{2\frac{e}{m}V_g \times 10^8}}\left\{ f\left(\sqrt{\text{Log}\frac{r_g}{r_f}}\right) + g\left(\sqrt{\frac{V_g}{V_g - V_p}\text{Log}\frac{r_p}{r_g}}\right)\right\}$$

f et g étant deux fonctions de la forme :

$$f(x) = xe^{-x^2}\int_0^x e^{u^2}du,$$

$$g(x) = xe^{x^2}\int_0^x e^{-u^2}du.$$

c = vitesse de la lumière (en cm).

$\frac{e}{m}$ = rapport de la charge d'un électron à sa masse.

r_f = rayon du filament.

Les logarithmes intervenant dans la formule sont les logarithmes népériens.

Les valeurs de la fonction f sont données par les tables de Schumann, celles de la fonction g par les tables de Jahnke-Emde.

Les résultats expérimentaux concordent assez bien avec la formule ; en particulier, si $\frac{V_g}{V_g - V_p} = C^{te}$, λ est proportionnel à $\frac{1}{\sqrt{V_g}}$ (Loi de Barkhausen-Kurz).

Digitized by Google

Le rapport $\frac{r_g}{r_f}$ a peu d'influence ; pour avoir les ondes les plus courtes, il faut que r_g soit petit, ainsi que le rapport $\frac{r_p}{r_g}$; de ce côté, on est limité par la condition de ZAHANEK :

$$2 < \frac{r_p}{r_g} < 5.$$

Cependant, d'après ZACEK, on peut dépasser cette limite si les charges spatiales produisent une déformation suffisante du champ.

KAPZOV ([30]) étudie le mouvement des électrons dans une lampe triode, mouvement déterminé par les tensions continues et les tensions oscillantes des électrodes ; il effectue l'intégration numérique des équations du mouvement dans un cas particulier et trouve que les électrons, suivant le moment où ils sont émis, peuvent, soit aller jusqu'à la plaque, où ils forment le courant de plaque, soit retourner au filament, soit osciller autour de la grille, d'où une certaine régularité dans leur mouvement, pouvant donner naissance aux oscillations de Barkhausen.

Si ces théories permettent de calculer assez bien la longueur d'onde en fonction des dimensions et des tensions des électrodes, elles ne donnent qu'une explication assez trouble du phénomène et ne tiennent pas compte des charges spatiales ; de plus, elles ne montrent pas comment la longueur d'onde dépend du circuit extérieur et du courant d'émission. D'autres auteurs ont essayé de combler cette lacune.

Influence des charges spatiales.

Théories de Van der Pol, Tank et Schiltknecht, etc.

VAN DER POL ([68.69]) explique les oscillations de Barkhausen et Kurz, par une variation périodique des charges d'espace ; il remarque qu'on a en général la relation :

$$i_p + i_g = f(V_p + kV_g),$$

i_p = courant continu de plaque.
i_g = courant continu de grille.
V_p, V_g = tensions de plaque et de grille.
k = facteur d'amplification en volts.

et que cette relation est en défaut pour certaines valeurs de $\frac{V_p}{V_g}$.

Cette anomalie pourrait être expliquée de la façon suivante :

La tension de plaque étant négative, les électrons qui ont traversé la grille subissent un champ contraire qui les arrête, puis les ramène vers la grille. Ceux qui passent à travers les mailles arrivent

Digitized by Google

suivante :

$$\lambda = \frac{1000}{\sqrt{V_g}}\left(\frac{\delta_f}{a_1} + \frac{\delta_p}{a_2}\right),$$

où :

$\delta_f = r_g - r_f$ (distance entre le filament et la grille).

$\delta_p = r_p - r_g$ (distance entre la grille et la plaque).

Dans le cas où le potentiel de la plaque n'est pas nul, δ_p est la distance entre la grille et la surface de potentiel nul :

$$\delta_p = (r_p - r_g) \times \frac{V_g}{|V_p| + V_g}.$$

a_1 et a_2 sont des facteurs qui font intervenir la forme cylindrique des électrodes.

Scheibe (60) a repris le calcul de Barkhausen pour des *électrodes cylindriques*. Il néglige les charges d'espace et la vitesse initiale des électrons ; il calcule le temps que met un électron pour aller du filament à la grille, puis de la grille au point où le potentiel est égal à celui du filament, point où l'électron s'arrête ; ce temps serait la demi-période. Sans charge d'espace, le potentiel entre les électrodes varie comme Log. r, r étant la distance à l'axe des cylindres ; les calculs conduisent à la relation suivante :

$$\lambda_{cm} = cT = \frac{4cr_g}{\sqrt{2\frac{e}{m}V_g \times 10^8}}\left\{ f\left(\sqrt{\text{Log}\frac{r_g}{r_f}}\right) + g\left(\sqrt{\frac{V_g}{V_g - V_p}\text{Log}\frac{r_p}{r_g}}\right)\right\}$$

f et g étant deux fonctions de la forme :

$$f(x) = xe^{-x^2}\int_0^x e^{u^2}du,$$

$$g(x) = xe^{x^2}\int_0^x e^{-u^2}du.$$

c = vitesse de la lumière (en cm).

$\frac{e}{m}$ = rapport de la charge d'un électron à sa masse.

r_f = rayon du filament.

Les logarithmes intervenant dans la formule sont les logarithmes népériens.

Les valeurs de la fonction f sont données par les tables de Schumann, celles de la fonction g par les tables de Jahnke-Emde.

Les résultats expérimentaux concordent assez bien avec la formule ; en particulier, si $\frac{V_g}{V_g - V_p} = C^{te}$, λ est proportionnel à $\frac{1}{\sqrt{V_g}}$ (Loi de Barkhausen-Kurz).

Digitized by Google

Le rapport $\frac{r_g}{r_f}$ a peu d'influence ; pour avoir les ondes les plus courtes, il faut que r_g soit petit, ainsi que le rapport $\frac{r_p}{r_g}$; de ce côté, on est limité par la condition de ZAHANEK :

$$2 < \frac{r_p}{r_g} < 5.$$

Cependant, d'après ZACEK, on peut dépasser cette limite si les charges spatiales produisent une déformation suffisante du champ.

KAPZOV [30] étudie le mouvement des électrons dans une lampe triode, mouvement déterminé par les tensions continues et les tensions oscillantes des électrodes ; il effectue l'intégration numérique des équations du mouvement dans un cas particulier et trouve que les électrons, suivant le moment où ils sont émis, peuvent, soit aller jusqu'à la plaque, où ils forment le courant de plaque, soit retourner au filament, soit osciller autour de la grille, d'où une certaine régularité dans leur mouvement, pouvant donner naissance aux oscillations de Barkhausen.

Si ces théories permettent de calculer assez bien la longueur d'onde en fonction des dimensions et des tensions des électrodes, elles ne donnent qu'une explication assez trouble du phénomène et ne tiennent pas compte des charges spatiales ; de plus, elles ne montrent pas comment la longueur d'onde dépend du circuit extérieur et du courant d'émission. D'autres auteurs ont essayé de combler cette lacune.

Influence des charges spatiales.

Théories de Van der Pol, Tank et Schiltknecht, etc.

VAN DER POL [68-69] explique les oscillations de Barkhausen et Kurz, par une variation périodique des charges d'espace ; il remarque qu'on a en général la relation :

$$i_p + i_g = f(V_p + kV_g),$$

i_p = courant continu de plaque.
i_g = courant continu de grille.
V_p, V_g = tensions de plaque et de grille.
k = facteur d'amplification en volts.

et que cette relation est en défaut pour certaines valeurs de $\frac{V_p}{V_g}$.

Cette anomalie pourrait être expliquée de la façon suivante :

La tension de plaque étant négative, les électrons qui ont traversé la grille subissent un champ contraire qui les arrête, puis les ramène vers la grille. Ceux qui passent à travers les mailles arrivent

Digitized by Google

près du filament et augmentent la charge d'espace ; pendant le temps qu'ils y restent, ils diminuent le flux d'électrons émis. Cet état ne saurait être stable ; supposons que l'émission moyenne du filament corresponde à un nombre moyen d'électrons de la charge d'espace ; si, à un temps $t = 0$, pour une cause quelconque de déséquilibre électrique, il existe entre le filament et la grille un nombre d'électrons supérieur à la moyenne, le nombre d'électrons émis diminuera ; soit A le groupe d'électrons émis à ce moment (groupe faible), qui est attiré par la grille ; après le temps T nécessaire pour contourner la grille (fig. 19 *a*), une partie des élec-

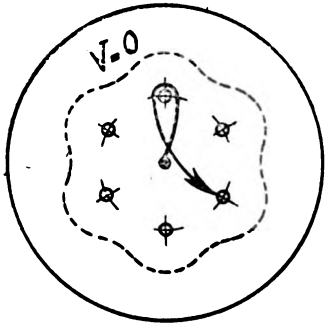


Fig. 19 *a*.

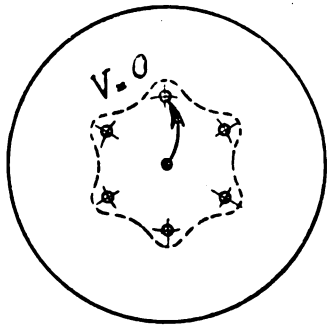


Fig. 19 *b*.

Fig. 19 *a*. — La surface de potentiel nul est assez loin de la grille ; un électron peut traverser la grille et revenir près du filament où il augmente la charge d'espace.

Fig. 19 *b*. — Si la tension de plaque est négative et très élevée en valeur absolue, la surface de potentiel nul se trouve près de la grille et l'électron ne peut plus la traverser.

trons de ce groupe revient près du filament ; pendant leur séjour dans cette région, le nombre d'électrons de la charge d'espace sera inférieur à la moyenne d'où une augmentation du flux d'émission et le groupe B émis à ce moment sera plus fort que le groupe A.

Au bout d'un temps T, une partie du groupe B revient près du filament, le nombre des électrons de la charge d'espace devient supérieur à la moyenne, l'émission diminue et un nouveau groupe A part, d'où des oscillations dépendant non seulement des dimensions des électrodes et de leurs tensions, mais aussi du courant de chauffage.

D'après la théorie de Van der Pol, si la tension négative de la plaque est trop élevée, la surface de potentiel nul est très près des fils de grille ; les électrons ne peuvent plus contourner la grille et sont tous captés directement (fig. 19 *b*).

Digitized by Google

Récemment, Tank et Schiltknecht ([66]) ont complété la théorie de Van der Pol ; d'après eux, le mouvement des électrons a lieu grâce au circuit oscillant extérieur sous l'influence des variations périodiques des charges d'espace provoquées par les tensions oscillantes qui se superposent aux tensions continues des électrodes. Leur théorie conduit à une expression de la charge d'espace ϱ, qui se divise en deux parties ; une charge spatiale statique constante ϱ_0 et une composante variable $\Delta\varrho$, cette dernière ayant le caractère d'une onde stationnaire pouvant produire une force électromotrice variable, malgré un flux d'émission constant.

Tank et Schiltknecht trouvent que les oscillations n'apparaissent que si le courant de saturation est atteint ; ils déduisent de leur théorie qu'il y a une limite inférieure et une limite supérieure pour la tension de grille en dehors desquelles on ne pourra pas avoir d'oscillations ; la longueur d'onde est liée au courant d'émission I_0 par la relation :

$$I_0\lambda^3 = C^{te}.$$

Comme on connaît déjà la relation $V_g\lambda^2 = C^{te}$, on voit que pour diminuer de moitié la longueur d'onde, il faudrait multiplier par *quatre* la valeur de la tension de la grille et par *huit* celle du courant d'émission.

D'après les auteurs, les ondes les plus courtes que l'on pourrait obtenir auraient une longueur de 20 à 30 cm.

Pour expliquer comment la fréquence dépend des tensions continues et du circuit oscillant extérieur, ils considèrent que ce circuit oscillant et la charge spatiale oscillante forment un système couplé ; l'onde observée serait une onde de couplage.

Gill ([10]), qui a étudié l'effet des charges spatiales, a montré qu'elles pouvaient donner lieu à des résistances négatives, indépendantes des circuits et qui peuvent être la cause de l'entretien d'oscillations.

Sahanek ([56-57]) base aussi sa théorie sur l'existence d'une résistance négative entre grille et plaque ; il arrive à la conclusion que les oscillations de Barkhausen sont impossibles à obtenir avec des électrodes planes, ce qui est contraire aux résultats de Romanoff ([51]) ; ce dernier a, en effet, construit des lampes à électrodes planes, où le filament est remplacé par une cathode plane à oxyde, chauffée par bombardement électronique.

Quelques auteurs ont cherché une cause de variation de longueur

Digitized by Google

d'onde dans la variation de la capacité grille-plaque lorsqu'on change les tensions ou le courant de chauffage.

Ainsi, KOHL ([36]) attribue le mouvement synchrone des électrons à un déplacement périodique de la surface de potentiel nul sous l'influence des tensions oscillantes des électrodes ; il admet que la fréquence des oscillations est déterminée par la période propre du circuit oscillant et explique la variation de la longueur d'onde en fonction des tensions par la variation de la capacité grille-plaque, dont la valeur dépend du « *gaz électronique* » constituant le diélectrique ; la constante diélectrique d'un tel milieu varie, en effet, avec la densité électronique, la pression et la longueur d'onde.

KOHL trouve ainsi, d'accord avec l'expérience, qu'à un accroissement de la tension de grille ou du courant d'émission correspond une diminution de la longueur d'onde.

HORNUNG ([28]) a confirmé ces résultats ; il a montré, en effet que pour un circuit oscillant déterminé :

1° à tensions de grille et plaque constantes, la longueur d'onde décroît presque linéairement quand le courant électronique croît ;

2° à émission constante et tension de plaque constante, la longueur d'onde décroît presque linéairement quand la tension de grille croît ;

3° à tension de grille constante et émission constante, la longueur d'onde croît presque linéairement quand la tension de plaque croît.

Théorie de Gill et Morrell.

Toutes les théories que nous venons d'exposer ne sont applicables qu'au cas où la plaque est à un potentiel nul ou négatif par rapport au filament ; elles ne peuvent expliquer les oscillations de Barkhausen dans le cas où la plaque est chargée positivement, comme dans la deuxième partie des expériences de GILL et MORRELL ([12]) ; ceux-ci ont alors basé une théorie sur des considérations énergétiques :

Lorsqu'une oscillation existe, elle crée des différences de potentiel alternatives entre les électrodes ; les électrons qui se déplacent dans la triode subissent à la fois l'action de ces potentiels et celle des tensions continues. Si les potentiels alternatifs produisent un travail positif sur les électrons, ce travail est pris à l'énergie des oscillations qui s'amortissent rapidement ; si ce travail est négatif, c'est qu'il est fourni aux oscillations par les sources d'énergie (batteries d'alimentation) et les oscillations peuvent être entre-

Digitized by Google

tenues. C'est ce qui arrive pour les ondes longues, avec les montages normaux, où les électrons arrivent à la plaque quand la partie alternative de sa tension est négative ; dans ce cas, le trajet d'un électron entre la grille et la plaque est négligeable devant la durée de l'oscillation. Avec les ondes très courtes, il n'en est plus de même, car la différence de potentiel se modifie pendant le trajet. Il y a alors deux cas à considérer :

1° *La plaque est au même potentiel que le filament.*

Gill et Morrell déterminent la vitesse des électrons qui arrivent à la grille :

$$v_0 = \sqrt{2V_g \times \frac{e}{m}}.$$

Ceux qui passent à travers les mailles de la grille continuent leur chemin avec une accélération négative γ ; leur vitesse s'annule quand ils arrivent à la plaque, au bout d'un temps θ, puis ils reviennent à la grille, ceci en l'absence de potentiels alternatifs. En supposant les électrodes planes, on aura la relation $v_0 = \gamma\theta$. Si, pour une raison quelconque, il existe entre grille et plaque une différence de potentiel alternative, de forme $V_0 \sin \omega t$, celle-ci travaille pendant leur parcours, soit positivement pour accélérer leur vitesse, soit négativement pour la diminuer ; dans le premier cas, ils sont captés ; dans le deuxième cas, *ils retournent à la grille.*

Pour savoir si une oscillation de pulsation ω peut s'entretenir, il faut calculer le travail total du champ entre grille et plaque pour tous les électrons soumis à ce champ pendant une période (trajet aller et retour). Pour toutes les valeurs de ω correspondant à un travail positif, les oscillations sont impossibles ; celles qui correspondent à un travail négatif sont possibles ; l'oscillation qui se réalise le plus facilement est celle pour laquelle le travail est *maximum* en valeur absolue (onde favorisée). Ces déductions concordent avec l'expérience, puisqu'on trouve une gamme d'ondes en faisant varier le circuit extérieur. D'autre part, le calcul conduit à la loi de Barkhausen :

$$\lambda^2 V_g = C^{te}.$$

Gill et Morrell ne parlent pas du cas où la plaque est négative; on doit alors prendre comme valeur de θ, non plus le temps mis par les électrons pour aller de la grille à la plaque, mais celui qu'ils mettent pour aller de la grille à la surface de potentiel nul, où ils rebroussent chemin.

Digitized by Google

2° *Cas. — La plaque est positive.*

Gill et Morrell ont étudié le cas où la plaque, tout en restant à un potentiel notablement inférieur à celui de la grille, était cependant portée à un potentiel assez élevé pour qu'on puisse envisager l'hypothèse d'une émission d'électrons secondaires. En effet, dans le cas d'une tension de plaque élevée, les électrons qui ont traversé la grille subissent un champ retardateur $V_g - V_p$, mais leur vitesse en arrivant sur la plaque est encore suffisante pour qu'ils la frappent violemment et provoquent une émission secondaire ; comme le potentiel de la plaque est inférieur à celui de la grille, les électrons secondaires se dirigent vers cette dernière qui les absorbe ; ce phénomène se traduit par une diminution du courant de plaque i_p ; les courbes de i_p en fonction de V_p présentent alors une partie descendante correspondant à une résistance négative du circuit de plaque ; on peut utiliser cette région pour entretenir des oscillations. (C'est d'ailleurs sur ce principe qu'est basé le pliotron et que Hull (80), qui signala le premier ce phénomène, établit le dynatron).

L'expérience ayant montré que, quelles que soient les tensions de grille et de plaque (V_g et V_p), on avait approximativement la relation :

$$\lambda^2(V_g - V_p) = C^{te},$$

Gill et Morrell pensèrent que les oscillations observées ne dépendaient que des électrons secondaires.

Ils divisent alors les électrons en mouvement en trois groupes :

1° ceux qui vont du filament à la grille,

2° ceux qui vont de la grille à la plaque,

3° ceux qui vont de la plaque à la grille (Electrons secondaires).

On peut montrer que le travail effectué par cycle par les potentiels alternatifs est nul pour les deux premiers groupes et que seul intervient le travail des électrons secondaires. Gill et Morrell trouvent des domaines où ce travail est négatif ; dans chacun de ces domaines, des oscillations peuvent être entretenues.

Avec une des lampes étudiées et $V_g - V_p = 180$ V, les auteurs purent observer des ondes plus grandes que 33 mètres, ainsi que des ondes de $1^m,94$ à $1^m,76$; le calcul indiquait que, dans un troisième domaine, des ondes encore plus courtes pouvaient être entretenues, mais elles ne furent pas décelées.

L'élargissement du domaine d'entretien quand le filament est plus chauffé est expliqué par ce fait que le filament émet plus

Digitized by Google

d'électrons par seconde et qu'il y a par conséquent plus d'énergie disponible pour compenser les pertes de l'oscillation.

Les résultats expérimentaux (qualitatifs) sont en bon accord avec la théorie ; l'accord est moins bon si on veut calculer des valeurs numériques ; cela tient aux nombreuses hypothèses faites pour simplifier les calculs ; en effet, GILL et MORRELL ont admis que :

1° les tensions alternatives sont faibles devant les tensions continues ;

2° le temps nécessaire au déplacement des électrons dépend uniquement de V_g et V_p et que les électrons ont tous la même vitesse ;

3° la plaque et la grille sont *planes* ;

4° les électrons secondaires quittent la plaque avec une vitesse nulle et vont directement de la plaque à la grille, aucun ne traversant la grille ;

5° les charges spatiales sont négligeables (on suppose que le courant de saturation est atteint).

Comme l'indique GOËTZ ([11]), une théorie complète ne devrait négliger aucun de ces facteurs.

Théorie de Hollmann.

Tout récemment, HOLLMANN ([25]) a essayé de donner une théorie générale des oscillations de Barkhausen et d'expliquer les anomalies qu'il avait observées ; voici les conclusions auxquelles il arrive :

« Dans les oscillations électroniques de Barkhausen, on trouve 4 sortes de domaines de fréquences :

1° S'il existe entre les électrodes des champs électriques statiques, il peut exister des oscillations électroniques dont la fréquence ne dépend que de la différence de potentiel et croît avec elle. La longueur d'onde peut se calculer d'après les tensions et les dimensions des électrodes, en admettant que les *électrons oscillent autour de la grille* (Formule de Barkhausen ou de Scheibe). Ce sont les *oscillations de Barkhausen-Kurz*.

2° Si on attache aux électrodes un circuit oscillant, il se superpose aux tensions continues des tensions alternatives, qui produisent une augmentation de la fréquence des oscillations électroniques ; il apparaît un système d'oscillations qui atteint son état final avec la fréquence propre du circuit oscillant. Ce sont les

Digitized by Google

oscillations de Gill et Morrell, dont la longueur d'onde ne dépend que du circuit extérieur.

Entre les deux formes d'oscillations se trouve un domaine de passage progressif, où la fréquence dépend de la longueur d'onde propre du système oscillant et suit en même temps les lois de Barkhausen. La longueur d'onde est alors donnée par la formule :

$$\lambda = \frac{2 \cdot 300 \sqrt{V_g - V_0} \times r_p}{V_g - \frac{1}{\pi^2} V_0}$$

où :

V_g = tension de grille.

r_p = rayon de la plaque.

V_0 = valeur maximum de la tension alternative $V_0 \sin \omega t$ qui se superpose à la tension continue V_g.

(Si $V_0 = 0$, on voit qu'on retrouve la formule de Barkhausen pour $V_g = 0$).

3° Si, dans les oscillations de Barkhausen-Kurz, les électrons oscillent autour de la grille, avec des grilles à mailles étroites, on peut obtenir des oscillations de plus haute fréquence qui ne se produisent plus dans l'espace *filament-plaque*, mais seulement dans l'espace *grille-plaque*.

La fraction oscillante de l'espace filament-grille peut être calculée par la différence entre l' « onde longue » et l' « onde courte » ; pour un même espace filament-grille, elle doit demeurer constante lorsqu'on fait varier l'espace grille-plaque, ce que l'expérience démontre.

On peut supprimer les perturbations qui se produisent dans les oscillations de Gill et Morrell en plaçant à l'intérieur de la lampe des « condensateurs de blocage » qui fixent des nœuds de potentiel et forment un circuit oscillant avec les électrodes. Les oscillations électroniques plus courtes ainsi produites se présentent comme une forme particulière des oscillations de Barkausen-Kurz.

4° En partant de ces oscillations, on peut obtenir des oscillations de Gill et Morrell de plus haute fréquence ; le système des électrodes oscille en demi-onde. Avec des électrodes assez grandes, on peut ainsi obtenir des ondes très courtes (21 cm) et assez intenses.

Dans ce dernier cas, tout le dispositif de haute fréquence est enfermé dans le vide à l'intérieur de la lampe. Il est possible, en continuant dans cette voie, d'obtenir des ondes encore plus courtes ».

Digitized by Google

Remarques sur les oscillations de Barkhausen.

Quoique les travaux de HOLLMANN soient très intéressants, il semble cependant que la distinction établie par cet auteur entre les « oscillations électroniques pures » de Barkhausen et les « oscillations de Gill et Morrell » soit un peu arbitraire.

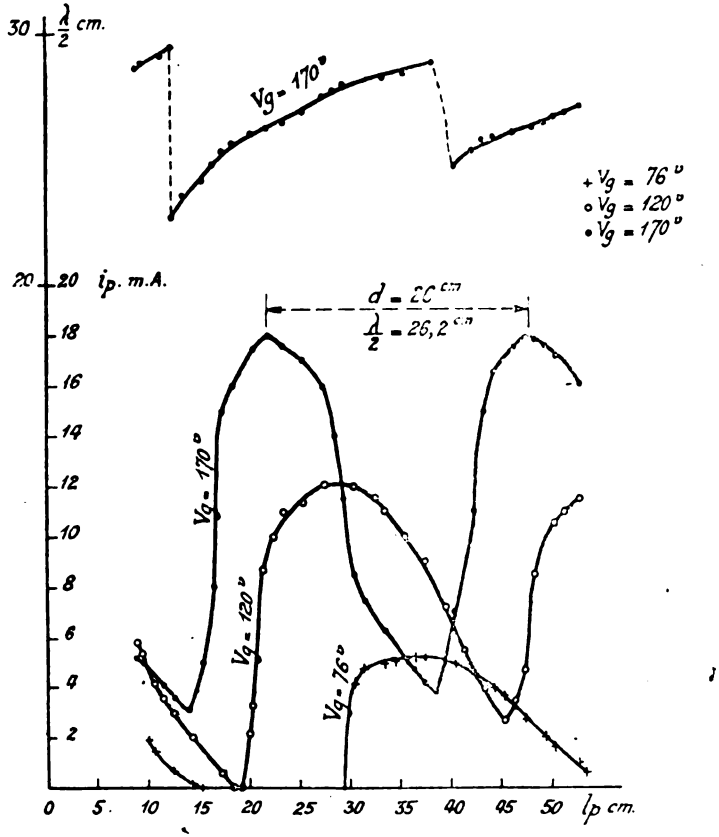


Fig. 20 *a*. — Variations de i_p et $\frac{\lambda}{2}$ en fonction de l_p et V_g.

Lampes T. M. C.
I_c = 2ma.3 par lampe
+ V_g = 76 V
o V_g = 120 V
• V_g = 170 V

On doit remarquer d'abord que tous les auteurs qui ont travaillé sur ce sujet ont fait varier successivement les divers facteurs qui peuvent avoir une influence sur la longueur d'onde et ont essayé d'interpréter les courbes obtenues.

Digitized by Google

Cependant, il ne faut pas oublier que souvent la variation d'un de ces facteurs peut entraîner, à partir d'un certain moment, la variation d'un second facteur dont l'influence sur la longueur d'onde peut être inverse de celle du premier ; l'allure du phénomène en est alors totalement faussée.

Nous indiquerons seulement quelques observations personnelles sur le fonctionnement d'un oscillateur à deux lampes (type Scheibe-Grechowa, fig. 14 *a*) utilisant des lampes françaises parfaitement symétriques (Métal T. M. C. à cornes).

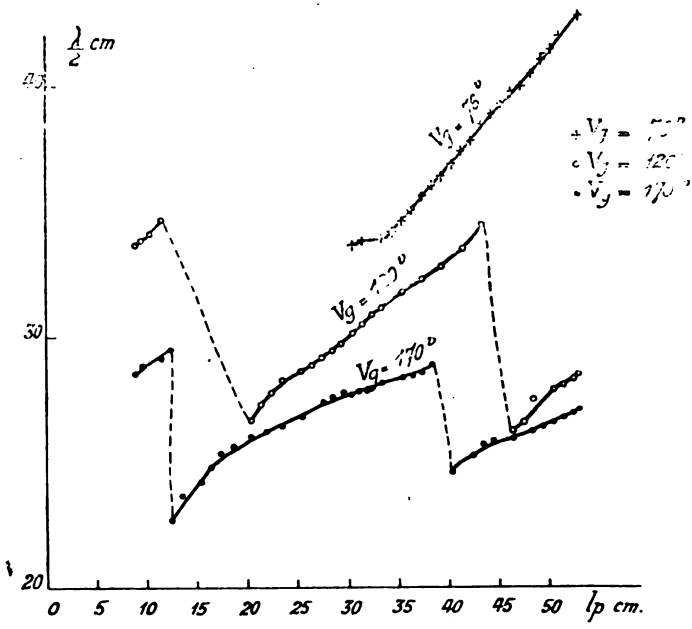


Fig. 20 *b*. — Variations de $\frac{\lambda}{2}$ en fonction de l_p et V_g
(Complément de la fig. 20 *a*).
$V_p = 0$. $I_c = 2,3$ par lampe
+ $V_g = 75$ volts
○ $V_g = 120$ volts
• $V_g = 170$ volts

En maintenant constants le courant de chauffage I_c et les tensions de grille (V_g) et de plaque (V_p), on peut chercher comment varie la longueur d'onde λ ainsi que le courant de plaque i_p, quand on déplace le pont sur les fils de Lecher reliant les plaques; en désignant par l_p la distance des cornes au pont, on obtient les courbes suivantes (fig. 20 *a*).

Digitized by Google

On constate que les courbes représentant les variations de i_p en fonction de l_p n'ont pas la forme des courbes de résonance, comme on pourrait s'y attendre.

Lorsque l_p croît, i_p augmente brusquement (phase instable), passe par un maximum, puis décroît régulièrement (phase stable). Le maximum d'intensité du courant oscillant coïncide généralement avec le maximum du courant de plaque ; la distance de deux maxima est égale à la demi-longueur d'onde mesurée à ces maxima; l'onde correspondant au maximum de i_p peut donc être considérée comme l'onde « favorisée » de la théorie de Gill et Morrell.

La longueur d'onde croît tout le long de la courbe puis change brusquement lorsqu'on passe par les minima d'intensité du courant de plaque (fig. 20 *b*). A ces minima, on peut quelquefois observer la présence simultanée des deux ondes.

Dans le cas des courbes des figures 20 *a* et 20 *b*, il est difficile de différencier les domaines A et B des expériences de Hollmann (fig. 17).

Si on emploie une tension de grille moins élevée

$$(V_g = 76 \text{ V, fig. 20 } a),$$

on observe que le courant de plaque ne présente plus de minima, mais des zones où il est nul et où il n'y a pas d'oscillations. Il est logique de penser que lorsqu'on élève la tension de grille, les domaines d'oscillation arrivent à chevaucher les uns sur les autres, d'où l'existence possible de deux ondes simultanées dans les parties communes qui correspondent justement aux minima du courant de plaque.

De plus, lorsqu'on fait varier les dimensions du circuit extérieur, on doit songer que d'autres facteurs changent aussi : les tensions alternatives des électrodes, les charges spatiales, la capacité grille-plaque.

Chacun de ces facteurs influe sur la longueur d'onde et, suivant la tension de grille employée, cette influence pourra s'ajouter à celle de la variation du circuit extérieur ou s'en retrancher, d'où les difficultés d'interprétation des courbes expérimentales.

D'après de nombreux auteurs, le circuit extérieur ne serait pas nécessaire à l'entretien des oscillations. Il est cependant difficile de concevoir que les électrons puissent subir un mouvement périodique à amplitude déterminée si les forces électromotrices alternatives induites sur les électrodes ne produisent pas sur les fils reliés à ces dernières des ondes stationnaires ; alors seu-

Digitized by Google

lement les différences de potentiel alternatives apparaissant sur les électrodes auront une phase convenable à l'entretien. L'expérience montre, en effet, que les oscillations sont d'autant plus intenses que la réflexion des ondes se fait mieux (à l'extrémité d'un fil ou sur un pont) et que les dimensions du circuit extérieur sont les plus

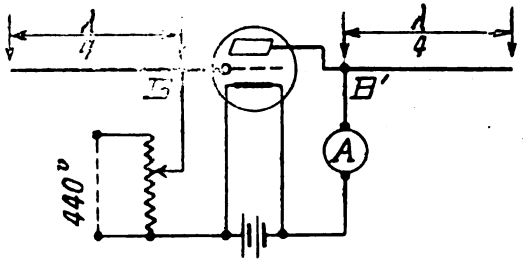


Fig. 21. — Dispositif de Barkhausen.
A = vibreur à fréquence musicale.
B. B' = nœuds de potentiel.

petites possibles. On a aussi une confirmation de la nécessité d'un bon accord du circuit extérieur dans l'accroissement anormal de l'intensité des oscillations observé, en utilisant un dispositif à deux lampes (fig. 14 *a*), où la puissance obtenue est bien supérieure au

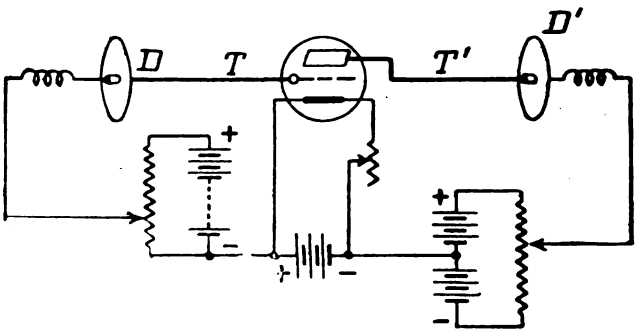


Fig. 22. — Oscillateur à disques (E. Pierret).
D, D' = disques de cuivre pouvant glisser sur les tiges T et T'. On peut fixer les fils de connexion aux batteries sur ces disques où il y a un nœud de potentiel lorsque les tiges T et T' sont accordées.

double de celle que donnerait chaque lampe seule avec un oscillateur du type Gill et Morrell (fig. 13). Cette anomalie s'explique facilement en considérant que le montage à deux lampes permet le réglage séparé de l'accord des fils reliant respectivement les grilles

Digitized by Google

et les plaques, ce qui assure un meilleur entretien des oscillations. Si on veut construire un oscillateur à une lampe, il y aurait donc intérêt à utiliser le dispositif primitif de Barkhausen (fig. 21) ou celui de la figure 22, qui permettent de donner séparément aux fils de grille et de plaque la longueur convenable.

On peut obtenir des oscillations de Barkhausen en reliant directement la grille ou la plaque aux batteries, et même quelquefois en laissant la plaque déconnectée (elle se charge négativement, ce fait a été signalé aussi par Hornung ([22])) ; dans tous ces cas, l'intensité des oscillations est faible. On doit remarquer que c'est l'accord du circuit de plaque qui a le plus d'influence sur l'entretien et l'intensité des oscillations.

Influence de la pression et des gaz restant.

Tous les travaux que nous venons d'exposer supposent que les oscillations de Barkhausen sont de nature *purement électronique*, donc indépendantes de la nature du gaz contenu dans la triode et de sa pression, du moins dans un certain domaine où celle-ci est assez basse.

Cependant, il est à signaler des cas où la nature du gaz restant et la pression semblent jouer un rôle.

Quelques mois avant la découverte de Barkhausen, Whidding-ton ([71]) avait signalé un phénomène d'oscillations spontanées, dans une triode peu vidée, montée normalement avec une tension de plaque positive, sans inductance ni capacité extérieures ; la longueur d'onde observée était de 450 m ; des ondes plus courtes ne purent être mises en évidence Ce phénomène ne pouvait être expliqué par la théorie de Barkhausen et Whiddington l'attribua aux traces de gaz restant dans la triode et à l'existence sur le filament de points particulièrement aptes à l'émission électronique : par suite du potentiel peu élevé de la grille, les électrons y arrivent avec une vitesse faible, puis, en passant dans l'espace grille-plaque, ils sont soumis à un champ intense, où ils acquièrent une vitesse suffisante pour ioniser les molécules gazeuses ; les ions positifs ainsi formés se précipitent vers le filament et, sous l'influence des chocs, certains points sensibles du filament produisent une émission renforcée ; il en résulte un flux plus dense d'électrons qui arrive à la grille, le même processus se réalise, puis s'entretient ; le phénomène se présenterait donc comme une série d'émissions périodiques intenses, dont la période serait fixée par le temps mis par les ions positifs pour aller de la grille au filament et dépendrait par

Digitized by Google

conséquent de la tension de grille, ce que vérifia Whiddington. La vitesse des ions dépendant de leur masse, il put calculer cette dernière et trouva qu'elle correspondait à des ions provenant de traces de vapeur de mercure.

Vers 1921-1922, Nettleton ([13]) étudia les oscillations de Barkhausen dans une triode réunie à une pompe ; il constata que les oscillations disparaissaient pour une pression inférieure à

$$5 \times 10^{-5} \text{ mm}$$

de mercure, qu'elles étaient maximum pour 10^{-3} et disparaissaient à nouveau vers 2×10^{-3}. Il en conclut que les ions gazeux sont la cause de l'apparition des ondes ; d'après lui, *la nature du gaz* serait *sans influence* (*Hg*, air, H).

Récemment (1925-1926), Mlle Grechowa ([16]) chercha quelle était l'influence de la pression en utilisant son dispositif à deux lampes ; elle conclut qu'avec le montage employé, dans le domaine de pressions étudié (1×10^{-4} à 3×10^{-8} mm de mercure) et pour des tensions de grille suffisamment élevées, la pression n'a aucune influence sur la fréquence et l'intensité des oscillations ; par conséquent, dans ce domaine, la cause des oscillations serait purement électronique.

De 3×10^{-4} à 1×10^{-3} mm, les ions sembleraient intervenir.

En même temps que Mlle Grechowa, et dans le même laboratoire, Kapzov ([29]) fit une étude systématique des ondes de Barkhausen dans des lampes contenant des vapeurs de mercure ; il trouva que les oscillations observées se rangent en deux types :

les unes disparaissent quand on condense la vapeur de mercure ou quand la pression est trop basse ;

les autres subsistent malgré un vide avancé et le refroidissement.

En présence de vapeur de mercure, des oscillations apparaissent avec une tension de grille très faible (15 à 20 V) et un courant de chauffage moins intense ; cette apparition coïncide avec la montée brusque du courant d'émission (i_g en fonction de V_g, fig. 23). Dans ce cas, on ne peut admettre la théorie de Whiddington, car les longueurs d'onde observées sont beaucoup plus courtes que celles correspondant aux ions *Hg*, calculées d'après cette théorie.

Les ions *Hg* auraient un double rôle :

1° former autour de la grille une charge spatiale positive, changeant la distribution des potentiels dans l'espace filament-grille.

Digitized by Google

plaque. Le champ serait plus intense, donc le temps de parcours plus petit et par suite la longueur d'onde plus courte ;

2° disperser la charge spatiale négative autour du filament, d'où

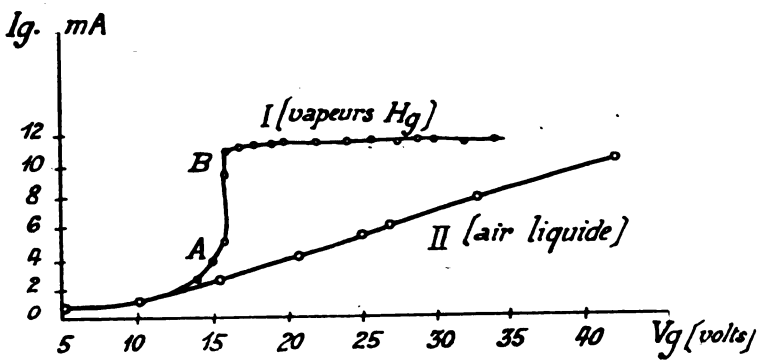


Fig. 23. — $I_g = f(V_g)$. (KAPZOV).

Courbe I. — La lampe contient des vapeurs de Hg (température ambiante).
Courbe II. — La lampe est refroidie dans l'air liquide.
Les oscillations apparaissent lorsque la courbe I monte rapidement (partie AB).

une émission plus intense, KAPZOV ajoute que, dans le cas où il existe une charge spatiale négative autour du filament, la formule de Scheibe reste applicable, à la condition de remplacer le rayon du filament par le rayon de la surface de potentiel minimum.

Nous avons nous-même observé certaines anomalies mettant en évidence l'influence des ions gazeux ([51]).

Ainsi, certaines lampes ne donnaient des oscillations de Barkhausen qu'après un certain temps de chauffage pendant lequel le courant de grille, d'abord faible, augmentait jusqu'à une valeur déterminée. Le refroidissement faisait disparaître les oscillations. Ce phénomène peut être expliqué, comme les expériences de KAPZOV, par l'influence d'ions positifs provenant de traces de gaz dégagés par la grille portée au rouge.

Oscillations de BREIT. *Influence d'un champ magnétique.*

BREIT ([4]) a signalé l'existence d'oscillations dans une triode dont la grille était chargée positivement, mais dont la plaque était complètement isolée. Les ondes ainsi obtenues (50 cm à 150 cm) se produisent pour des valeurs déterminées du chauffage et on trouve plusieurs zones possibles d'oscillations, suivant la valeur de l'émission électronique.

Digitized by Google

conséquent de la tension de grille, ce que vérifia Whiddington. La vitesse des ions dépendant de leur masse, il put calculer cette dernière et trouva qu'elle correspondait à des ions provenant de traces de vapeur de mercure.

Vers 1921-1922, Nettleton ([43]) étudia les oscillations de Barkhausen dans une triode réunie à une pompe ; il constata que les oscillations disparaissaient pour une pression inférieure à

$$5 \times 10^{-5} \text{ mm}$$

de mercure, qu'elles étaient maximum pour 10^{-3} et disparaissaient à nouveau vers 2×10^{-3}. Il en conclut que les ions gazeux sont la cause de l'apparition des ondes ; d'après lui, *la nature du gaz* serait *sans influence* (Hg, air, H).

Récemment (1925-1926), Mlle Grechowa ([16]) chercha quelle était l'influence de la pression en utilisant son dispositif à deux lampes ; elle conclut qu'avec le montage employé, dans le domaine de pressions étudié (1×10^{-4} à 3×10^{-8} mm de mercure) et pour des tensions de grille suffisamment élevées, la pression n'a aucune influence sur la fréquence et l'intensité des oscillations ; par conséquent, dans ce domaine, la cause des oscillations serait purement électronique.

De 3×10^{-4} à 1×10^{-3} mm, les ions sembleraient intervenir.

En même temps que Mlle Grechowa, et dans le même laboratoire, Kapzov ([29]) fit une étude systématique des ondes de Barkhausen dans des lampes contenant des vapeurs de mercure ; il trouva que les oscillations observées se rangent en deux types :

les unes disparaissent quand on condense la vapeur de mercure ou quand la pression est trop basse ;

les autres subsistent malgré un vide avancé et le refroidissement.

En présence de vapeur de mercure, des oscillations apparaissent avec une tension de grille très faible (15 à 20 V) et un courant de chauffage moins intense ; cette apparition coïncide avec la montée brusque du courant d'émission (i_g en fonction de V_g, fig. 23). Dans ce cas, on ne peut admettre la théorie de Whiddington, car les longueurs d'onde observées sont beaucoup plus courtes que celles correspondant aux ions Hg, calculées d'après cette théorie.

Les ions Hg auraient un double rôle :

1° former autour de la grille une charge spatiale positive, changeant la distribution des potentiels dans l'espace filament-grille.

Digitized by Google

plaque. Le champ serait plus intense, donc le temps de parcours plus petit et par suite la longueur d'onde plus courte ;

2° disperser la charge spatiale négative autour du filament, d'où

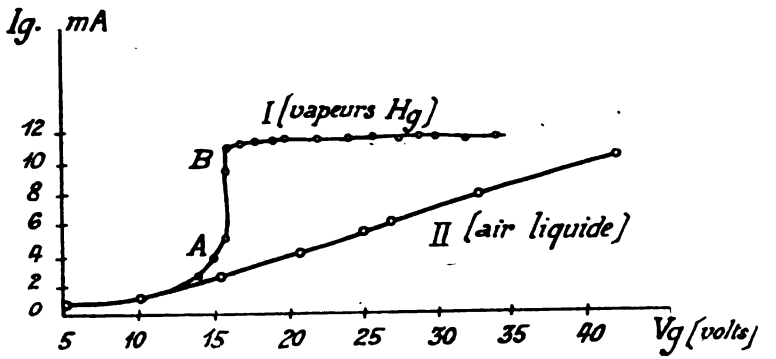


Fig. 23. — $I_g = f(V_g)$. (KAPZOV).

Courbe I. — La lampe contient des vapeurs de Hg (température ambiante).
Courbe II. — La lampe est refroidie dans l'air liquide.
Les oscillations apparaissent lorsque la courbe I monte rapidement (partie AB).

une émission plus intense, KAPZOV ajoute que, dans le cas où il existe une charge spatiale négative autour du filament, la formule de Scheibe reste applicable, à la condition de remplacer le rayon du filament par le rayon de la surface de potentiel minimum.

Nous avons nous-même observé certaines anomalies mettant en évidence l'influence des ions gazeux ([51]).

Ainsi, certaines lampes ne donnaient des oscillations de Barkhausen qu'après un certain temps de chauffage pendant lequel le courant de grille, d'abord faible, augmentait jusqu'à une valeur déterminée. Le refroidissement faisait disparaître les oscillations. Ce phénomène peut être expliqué, comme les expériences de KAPZOV, par l'influence d'ions positifs provenant de traces de gaz dégagés par la grille portée au rouge.

Oscillations de BREIT. *Influence d'un champ magnétique.*

BREIT ([4]) a signalé l'existence d'oscillations dans une triode dont la grille était chargée positivement, mais dont la plaque était complètement isolée. Les ondes ainsi obtenues (50 cm à 150 cm) se produisent pour des valeurs déterminées du chauffage et on trouve plusieurs zones possibles d'oscillations, suivant la valeur de l'émission électronique.

Digitized by Google

Si on modifie le courant de grille par une résistance en série, ces oscillations présentent des variations qui manifestent parfois des effets très nets d'hystérésis.

Un champ magnétique d'une vingtaine de gauss agissant sur les électrodes modifie profondément la nature du phénomène et peut même faire disparaître les oscillations.

Les oscillations de Breit semblent être identiques aux oscillations de Barkhausen obtenues par Hornung ([28]) et par Wechsung ([70]) dans le cas particulier où la plaque est déconnectée.

L'influence d'un champ magnétique sur les ondes de Barkhausen a été étudiée récemment par Magdalene Forrô ([9]), à Budapest.

Le champ magnétique est dirigé dans le sens du filament ; il est donc normal aux trajectoires des électrons.

L'auteur trouve qu'il existe trois sortes d'oscillations : les unes subissent une augmentation de longueur d'onde par suite de l'action du champ magnétique ($\lambda = 65^{cm},6$ sans champ ; $\Delta\lambda = + 16^{cm},5$ avec un champ de 25 à 58 gauss) ; d'autres oscillations, de longueur d'onde plus grande et de plus grande intensité oscillante (anode = 16 mm de diamètre) n'éprouvent pas de changement de longueur d'onde, mais le champ magnétique diminue leur intensité ; l'auteur pense que ces oscillations correspondraient à celles dites de Gill et Morrell signalées par Hollmann ([25]) et par Kapzow et Gwosdower ([31]). Enfin, avec des tensions de grille élevées, on peut obtenir une troisième sorte d'oscillations, de longueur d'onde inférieure à 30 cm, dont les caractéristiques ne seraient pas altérées par un champ magnétique.

L'intensité de ces oscillations étant très faible, l'auteur n'a pu vérifier exactement l'influence du champ.

Les expériences de Magdalene Forrô s'expliquent facilement par le fait que le champ magnétique, normal à la trajectoire des électrons, tend à incurver cette trajectoire, d'où un temps de parcours plus long et par suite une augmentation de longueur d'onde, si cette variation est compatible avec les conditions d'entretien des oscillations. Dans le cas où un allongement de la trajectoire ne permet plus aux électrons d'osciller, le champ magnétique diminuera l'intensité des oscillations ; celles-ci disparaîtront quand tous les électrons qui participaient à l'oscillation auront des trajectoires incompatibles avec les conditions d'entretien.

Digitized by Google

De nouvelles expériences seraient nécessaires pour déterminer le mécanisme des oscillations de Barkhausen.

Harmoniques des oscillations de Barkhausen.

Les temps de séjour des électrons dans les espaces filament-grille et grille-plaque étant très différents, on doit s'attendre à ce que les oscillations de Barkhausen ne soient pas sinusoïdales et à pouvoir y déceler des harmoniques.

Dans certains cas, SCHEIBE ([60]), puis SCHAEFER et MERZKIRCH ([58]) avaient déjà obtenu des ondes plus courtes que celles calculées et paraissant être l'harmonique de l'onde longue.

En faisant des mesures de longueur d'onde à l'aide de fils de Lecher, SCHILTKNECHT et TANK ([63]) constatent que la courbe représentant la variation du courant détecté en fonction des positions du pont sur la ligne de mesure, présente de nombreuses pointes correspondant aux harmoniques successifs. L'intensité de ces harmoniques dépend de la façon dont le fondamental est obtenu, c'est-à-dire des tensions et de l'accord du circuit extérieur.

HEIM ([21]) a cherché à obtenir directement des harmoniques. Pour

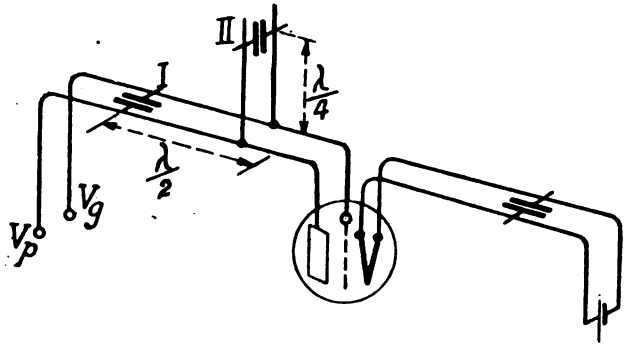


Fig. 24. — Oscillateur de Heim.

cela, il accorde le circuit extérieur sur le fondamental, puis, vers un nœud de potentiel du circuit oscillant I (fig. 24), il couple un second système de fils de Lecher dont la longueur pour le premier harmonique doit être $\frac{\lambda_0}{4}$. En partant d'une onde de 120 cm, HEIM a pu déceler le second harmonique ($\lambda_2 = 36$ cm), le troisième, dont l'intensité était très faible, n'a pu être mesuré.

Digitized by Google

HOLLMANN ([27]) signale que POTAPENKO, à Moscou, en modifiant le dispositif de Barkhausen, aurait obtenu, avec des tensions de grille de 100 — 150 V, des ondes de $3^{m},5$, suivant la formule de Barkhausen : $\lambda_0^2 V_g = C^{te}$ (1).

(*A suivre*).

BIBLIOGRAPHIE

1. BARKHAUSEN (H.) et KURZ (K.). — Les ondes les plus courtes obtenues avec des tubes à vide. — *Phys. Zeits.*, 1920, t. 1, p. 1.
2. BERGMANN (L.). — Mesures dans le champ de rayonnement d'un oscillateur de Hertz et d'un oscillateur d'Abraham à ondes entretenues. — *Ann. der Phys.*, 1922, t. 67, p. 13.
3. BERGMANN (L.). — Mesures dans le champ de rayonnement d'une antenne en forme de fil rigide, excitée sur le fondamental ou sur les harmoniques. — *Ann. der Phys.*, 1927, t. 82, p. 504.

3 *bis*. BERGMANN (L.). — *Ann. der Phys.*, 1928, t. 85, p. 961.

4. BREIT (G.). — Un cas singulier d'oscillation dans les lampes. — *Journal Franklin Inst.*, 1924, t. 197, p. 355 ; *Journal Opt. Soc. Am.*, 1924, t. 9, p. 709 ; *Phys. Rev.*, 1924, t. 23, p. 300.
5. DEUBNER (A.). — Les constantes diélectriques des solutions électrolytiques très étendues. — *Ann. der Phys.*, 1927, t. 84, p. 429.
6. ECCLES et JORDAN. — Utilisation de deux valves reliées en parallèle pour la génération des oscillations. — *Electrician*, 1919, t. 83, p. 299 ; *R. G. E.*, 1920, t. 7, p. 26.
7. ETTENREICH (R.). — *Verhandl. d. D. Phys. Ges.*, 1920, t. 1, p. 49.
8. ENGLUND (C.-R.). — La limite inférieure de longueur d'onde dans les oscillateurs à lampes. — *Proc. Inst. Radio Eng.*, 1927, t. 15, p. 914 ; *Jahrbuch d. drahtlos. Tél.*, 1928, t. 32, p. 34.
9. FORRÔ (Magdalene). — Recherches expérimentales sur les ondes de Barkhausen dans les champs magnétiques. — *Ann. der Phys.*, 1929, t. 1, p. 513.
10. GILL (E.-W.-B.). — Un effet de charge spatiale. — *Philos. Mag.*, 1925, t. 49, p. 993.
11. GILL et MORRELL. — Ondes courtes obtenues avec des lampes. — *Philos. Mag.*, 1922, t. 44, p. 161.
12. GILL et MORRELL. — Ondes électriques courtes obtenues au moyen d'une émission secondaire. — *Phil. Mag.*, 1925, t. 49, p. 369.
13. GLAGOLEWA-ARCADIEWA (A.). — Ondes électromagnétiques très courtes allant jusqu'à 82 μ. — *Nature*, 1924, t. 113, p. 640 ; *Zeits. f. Phys.* 1924, t. 24, p. 153.
14. GOËTZ (A.). — Emission secondaire d'électrons dans les triodes. — *Phys. Zeits.*, 1923, t. 24, p. 53.
15. GRECHOWA (M.-T.). — Un tube à vide générateur d'ondes courtes. — *Zeits. f. Phys.*, 1926, t. 35, p. 50.
16. GRECHOWA (M.-T.). — De l'influence du gaz restant sur les oscillations d'un oscillateur à ondes courtes. — *Zeits. f. Phys.*, 1926, t. 35, p. 59.
17. GRECHOWA (M.-T.). — Nouvelles recherches sur des oscillateurs à ondes courtes utilisant deux ou plusieurs lampes. — *Zeits. f. Phys.*, 1926, t. 38, p. 261.
18. GRECHOWA (M.-T.). — *Phys. Zeits.*, 1928, t. 29, p. 726.
19. GUTTON (C.) et TOULY. — Oscillations électriques non amorties de courte longueur d'onde. — *C. R.*, 1919, t. 168, p. 271.

(1) Lors de son passage à Nancy, POTAPENKO nous avait déjà parlé de l'obtention de ces ondes ; nous n'avons encore vu aucune publication à ce sujet.

Digitized by Google

20. Gutton (C.) et Pierret (E.). — Sur les harmoniques des oscillateurs à ondes très courtes. — *C. R.*, 1925, t. 180, p. 1910, et *Onde électrique*, septembre 1925, t. 4, p. 387.
21. Heim (W.). — Mesures de dispersion dans le domaine des ondes électriques courtes. — *Jahrbuch d. drahtlos. Tél.*, 1927, t. 30, n° 5, p. 160 et n° 6, p. 176.
22. Hertz (H.). — *Wied. Ann.*, 1887, p. 421 et *Ges. Werke*, Bd II, p. 184.
23. Holborn (F.). — *Zeits. f. Phys.*, 1921, t. 6, p. 328.
24. Hollmann (H.-E.). — *Zeits. f. phys. und chem. Unter.*, 1925, t. 39, p. 265. *Radio Umschau*, 197, p. 177.
25. Hollmann (H.-E.). — Sur le mécanisme des oscillations électroniques. — *Ann. der Phys.*, 1928, t. 86, p. 129.
26. Hollmann (H.-E.). — Les ondes entretenues les plus courtes obtenues avec des lampes. — *Ann. der Phys.*, 198, t. 86, p. 1062.
27. Hollmann (H.-E.). — L'obtention des ondes électromagnétiques les plus courtes avec un tube à électrons. — *Jahrbuch. d. drahtlos. Téleg.*, 1929, t. 33, n° 1, p. 27, n° 2, p. 66 et n° 3, p. 101
28. Hornung (H.). — Mesures sur des lampes à ondes courtes. — *Ann. der Phys.*, 1929, t. 1, p. 417.
28 *bis*. Huxford (W.-S.). — Ondes électriques stationnaires sur des fils parallèles. — *Phys. Review*, 1925, t. 35, p. 686.
29. Kapzov (N.). — Sur les oscillations de courte longueur d'onde dans un tube à vide contenant des vapeurs de mercure. — *Zeits. f. Phys.*, 1926, t. 35, p. 129.
30. Kapzov (N.). — Sur le mouvement des électrons dans un tube électronique et la production d'oscillations de courte longueur d'onde de Barkhausen et Kurz. — *Zeits. f. Phys.*, 1928, t. 49, p. 395.
31. Kapzov (N.) et Gwosdower. — Sur les différentes sortes d'oscillations que l'on peut obtenir dans un tube à vide avec le dispositif de Barkhausen et Kurz. — *Zeits. f. Phys.*, 1927, t. 45, p. 114.
32. Kiebitz (F.). — *Jahrbuch d. drahtlos. Tél.*, 1925, t. 25, p. 4.
33. Kirchner (F.). — Sur la décharge lumineuse dans un champ très rapidement variable. *Ann. der Phys.*, 1925, t. 77, p. 287.
34. Kohl (K.). — *Phys. Zeits.*, 1928, t. 28, p. 878.
35. Kohl (K.). — *Verhandl. d. D. Phys. Ges.*, 1928, t. 9, p. 36.
36. Kohl (K.). — Sur des ondes électriques courtes entretenues. — *Ann. der Phys.*, 1928, t. 85, p. 1.
37. Lampa (A.). — *Wiener Berichte*, 1896, t. 105, p. 587-1049.
38. Lebedew (P.). — *Wiedemann Annalen*, 1896, t. 56, p. 1.
39. Mesny (R.). — Les ondes très courtes (ondes de 2 m.). — *Onde Electrique*, février 1924, t. 3, p. 99.
40. Mesny (R.). — Les ondes électriques courtes. — Conférences-rapports de documentation sur la Physique. Chapitre III, p. 108. (*Les Presses Universitaires de France.*)
41. Möbius (W.). — Sur la dispersion de l'eau et de l'alcool éthylique entre 7 et 35 mm. et recherches préliminaires sur l'emploi d'ondes électriques encore plus courtes. — *Ann. der Phys.*, 1920, t. 62, p. 293.
42. Morugina. — *Arch. für Elektrot.*, 1926, t. 15, p. 466.
43. Nettleton (L.-L.). — Caractéristiques d'un oscillateur à courte longueur d'onde sous très faible pression. — *Proc. Nat. Ac. Am.*, 1922, t. 8, p. 353 et *Jahrbuch d. drahtlos. Tél.*, 1923, t. 21, p. 359.
44. Nichols et Tear. — Ondes électriques très courtes. — *Phys. Rev.*, 1922, t. 20, p. 88.
45. Nichols et Tear. — Courtes ondes électriques. — *Phys. Rev.*, 1923, t. 22, p. 587.
46. Nichols et Tear. — Jonction du spectre infra-rouge et du spectre des ondes électriques. — *Proc. Nat. Ac. Sc.*, 1923, t. 9, p. 211.
47. Nichols et Tear. — Les ondes électromagnétiques courtes données par un doublet de Hertz et la lampe à vapeur de mercure en quartz. — *Phys. Rev.*, 1923, t. 21, p. 378.

Digitized by Google

48. Penning. — *Physica*, 1927, p. 80.
49. Pfetscher (O.). — *Phys. Zeits.*, 1928, t. 29, p. 395.
50. Pierret (E.). — Sur les oscillations de Barkhausen. — *Bull. de la Soc. fr. de Phys.*, 1927, n° 249, p. 98 S.
51. Pierret (E.). — Sur les oscillations de Barkhausen obtenues avec des lampes françaises. — *C. R.*, 1927, t. 184, p. 1428.
52. Righi (R.-A.). — *Rend. Cent. Acc. d. Lincei*, 1893, t. 2, p. 505.
53. Rubens (H.) et Von Bayer (O.). — *Sitzungsber d. preuss. Akademie*, 1911, p. 339 et 666.
54. Romanoff (W.-I.). — *Phys. Zeits.*, 1927, t. 28, p. 777.
55. Rudolph (W.) — Obtention d'ondes électriques courtes avec courants constants. *Dissert. Leipzig*, 1911, p. 23.
56. Sahanek (J.). — Théorie de l'obtention d'ondes électromagnétiques courtes à l'aide de tubes électroniques. *Phys. Zeits.*, 1925, t. 26, p. 368.
57. Sahanek (J.). — *Phys. Zeits.*, 1928, t. 29, p. 640.
58. Schaefer (Cl.) et Merzkirch (J.). — Recherches expérimentales sur la diffraction des ondes électriques entretenues à la surface des cylindres diélectriques et sur les oscillations propres des cylindres diélectriques. — *Zeits. f. Phys.*, 1923, t. 13, p. 166.
59. Schaefer (Cl.) et Wilmsen (K.). — *Zeits. f. Phys.*, 1924, t. 24, p. 345.
60. Scheibe (A). — Recherches sur la production d'ondes très courtes avec des tubes à cathode incandescente, d'après Barkhausen et Kurz. — *Ann. der Phys.*, 1924, t. 73, p. 54.
61. Scheibe (A.). — *Jahrbuch. d. drahtlos. Tél.*, 1925, t. 25, p. 12.
62. Scheibe (A.). — Montage en parallèle de lampes émettrices pour engendrer des ondes courtes intenses. — *Jahrbuch d. drahtlos. Tél.*, 1926, t. 27, p. 1.
63. Schiltknecht (E.) et Tank (F.). — *Arch. de Genève*, 1925, t. 5, p. 215.
64. Schriever (O.). — Ondes électromagnétiques sur des fils diélectriques. — *Ann. der Phys.*, 1920, t. 63, p. 645.
65. Tank (F.). — Sur les oscillations de Barkhausen. — *Arch. Sc. Phys. Nat.*, 1924, t. 6, p. 320.
66. Tank (F.) et Schiltknecht (E.). — *Helv. Phys. Acta*, 1928, t. 1, p. 100.
67. Tatarinow (W.-W). — *Arch. für Elektrot.*, 1926, t. 15, p. 466.
68. Van der Pol (B.). — Sur les électrons qui, dans une triode, contribuent deux fois à la charge d'espace et sur les oscillations de très courte longueur d'onde. — Sur les tétrodes. — *Physica*, 1925, t. 5, p. 1.
69. Van der Pol (B.). — Sur les trajectoires électroniques dans les triodes. — *Jahrbuch. d. drahtlos. Tél.*, 1925, t. 25, p. 121.
70. Wechsung (W.). — L'obtention d'ondes électriques très courtes à l'aide d'une tension oscillante variable, d'après la méthode de Barkhausen et Kurz. — *Jahrbuch. d. drahtlos. Tél.*, 1928, t. 32, n° 1, p. 15 et n° 2, p. 58.
71. Whiddington (R.). — Oscillations d'ions dans les lampes à trois électrodes. — *Radio Review*, 1919, t. 1, p. 33. (Voir aussi juin 1920).
72. White. — *Gen. El. Review*, 1916, t. 19, p. 774.
73. Zacek (A.). — *Cas. mat. a fys.*, 1924, t. 53, p. 378.
74. Zacek (A.). — Sur une méthode de production d'ondes électromagnétiques très courtes. — *Jahrbuch d. drahtlos. Tél.*, 1928, t. 32, p. 172.
75. Zilintinkewitsch (S.-J.). — *Arch. für Elektrot.*, 1926, t. 15, p. 470.

On peut encore consulter, surtout au point de vue des charges spatiales, les auteurs suivants :

76. Bock (R.). — Sur la constante diélectrique et le coefficient d'absorption de la glycérine. — *Zeits. f. Phys.*, 1925, t. 31, p. 534.
77. Eckart (C.) et Compton (K.-T.). — Régime anormal de l'arc à faible voltage. *Phys. Rev.*, 1924, t. 24, p. 106.
78. Hughes (A.) et Klein (E.). — Ionisation des gaz considérée comme fonction de l'énergie de l'impact des électrons. — *Phys. Rev.*, 1924, t. 23, p. 450.
79. Mayer (F.). — *Ann. der Phys.*, 1914, t. 45, p. 1.
80. Hull (A.-W.). — Le dynatron, tube à vide ayant une résistance négative. — *Proc. Inst. Radio Eng.*, 1918, t. 6, p. 5.

Digitized by Google

OBSERVATIONS SUR LA PROPAGATION DES ONDES ÉLECTRIQUES COURTES PENDANT L'ÉCLIPSE SOLAIRE DU 12 NOVEMBRE 1928.

par **M. A. STCHOUKIN.**
Ingénieur au Laboratoire Physico-technique de l'Etat à Leningrad.

Pendant le commencement du mois de novembre de 1928, au Laboratoire Physico-technique de l'Etat à Leningrad, ont été entrepris des travaux ayant pour but d'établir si l'éclipse solaire incomplète, observée dans la partie européenne de U. R. S. S., avait une influence quelconque sur la propagation des ondes électriques courtes.

Toutes ces expériences ont été faites sous la direction générale de M. le Professeur D. Rojansky et en collaboration avec le Radio-Laboratoire Central du Trust des usines à faible courant de Leningrad, le Radio-Laboratoire de Nijnii-Novgorod, et M. Brysgalin de l'Université du Kharkow.

Les observations étaient effectuées en trois points différents : à Leningrad, à Nijnii-Novgorod et à Kharkow.

Le tableau le plus clair de l'influence de l'éclipse sur la propagation des ondes courtes fut obtenu à Leningrad, c'est pourquoi nous décrirons en particulier les observations faites en ce point.

Comme émission à observer à Leningrad on avait choisi celle du poste émetteur « R. R. P. » du Radio-Laboratoire de Nijnii-Novgorod.

La longueur d'onde du poste « R. R. P. » était de 35 mètres, la puissance d'émission d'environ 1 kilowatt. Le poste était muni d'une antenne non dirigée et sa fréquence était stabilisée par un oscillateur-pilote avec lame de quartz.

Grâce à l'obligeance de l'administration du Radio-Laboratoire de Nijnii-Novgorod il fut possible d'effectuer un programme d'émission, spécialement élaboré pour les observations pendant l'éclipse.

Ce programme était le suivant :

Le poste « R. R. P » émettait des ondes entretenues, non modulées, continuellement de 06-00 à 12-00 G. M. T. pendant 4 jours :

Digitized by Google

le 9, le 10, le 12 et le 13 novembre. Cette émission s'interrompait à des intervalles de 20 minutes pour 2-3 minutes durant lesquelles le poste envoyait son indicatif d'appel, pour qu'on puisse le distinguer des nombreux autres postes, travaillant simultanément sur des ondes voisines.

Pour la réception à Leningrad, on se servait d'une installation spécialement construite pour les mesures absolues de l'intensité des champs électriques des postes à ondes courtes.

Cette installation (fig. 1) consistait en un récepteur autodyne

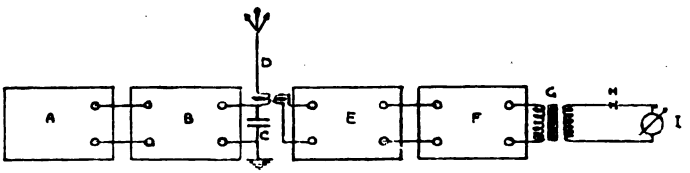


Fig. 1. — Installation pour mesures absolues d'intensité de champs électriques à ondes courtes.

A oscillateur local.
B réducteur de tension.
C capacité connue.
D antenne.
E récepteur autodyne.
F amplificateur B. F.
G transformateur.
H détecteur.
I galvanomètre.

E pour les ondes de 20 à 50 mètres avec un amplificateur B. F. à quatre étages F, dont le dernier était couplé par un transformateur G avec un détecteur à galène en série avec un galvanomètre. Le récepteur était couplé avec une antenne verticale D de 2 mètres.

Dans la même antenne était intercalé en série avec l'inductance de couplage un condensateur C aux bornes duquel on pouvait obtenir une tension de valeur connue et de même fréquence que la fréquence du poste en observation. Cette tension connue était fournie, avec l'affaiblissement nécessaire dans l'élément B, par un petit oscillateur local A. Pour la réduction de la tension on se servait de la modification d'une des méthodes proposées par M. Walter von B. Roberts (The Journal of the Franklin Institute, vol. 20, Mars 1926).

Toute l'installation était blindée et fut soigneusement vérifiée avant les mesures, pendant l'éclipse.

Le procédé d'observation consistait dans l'enregistrement des indications du galvanomètre I, toutes les 5 à 10 secondes durant toute la période d'observation. Au commencement et à la fin des mesures, on graduait le galvanomètre en faisant varier la tension aux bornes du condensateur C, fournie par l'oscillateur local A et toutes les 30 à 45 minutes on faisait une observation de contrôle

Digitized by Google

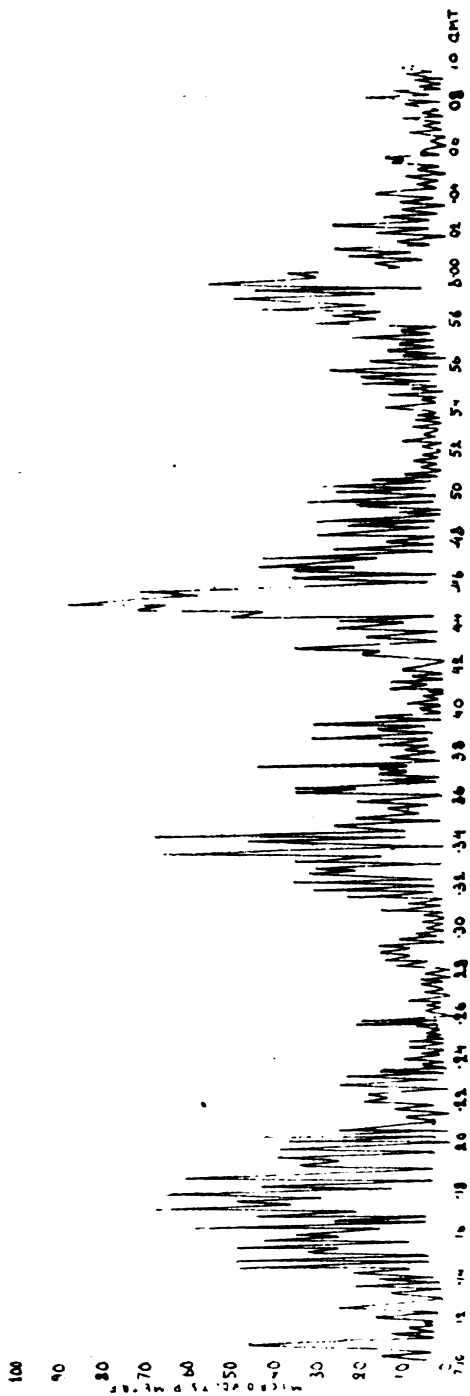


Fig. 2. — Variations de l'intensité du poste R. R. P., le 13 novembre 1928.
Relevé de tous les enregistrements.

Digitized by Google

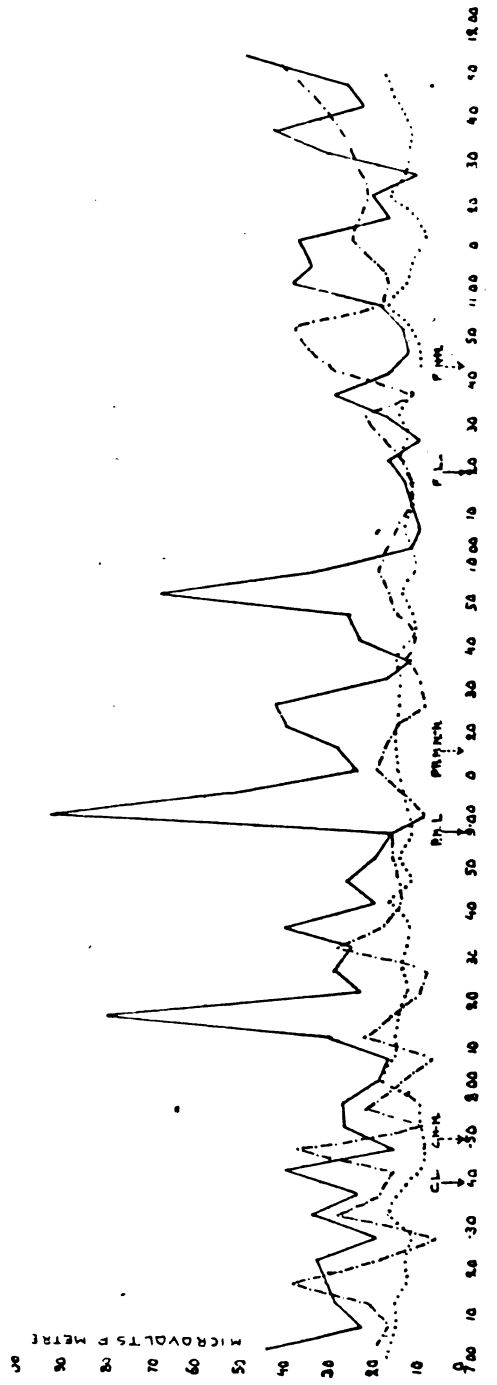


Fig. 3. — Variations de l'intensité du poste R. R. P.
Valeurs moyennes par 5 minutes
..... le 10 novembre
——— le 12 novembre
——— le 13 novembre

Digitized by Google

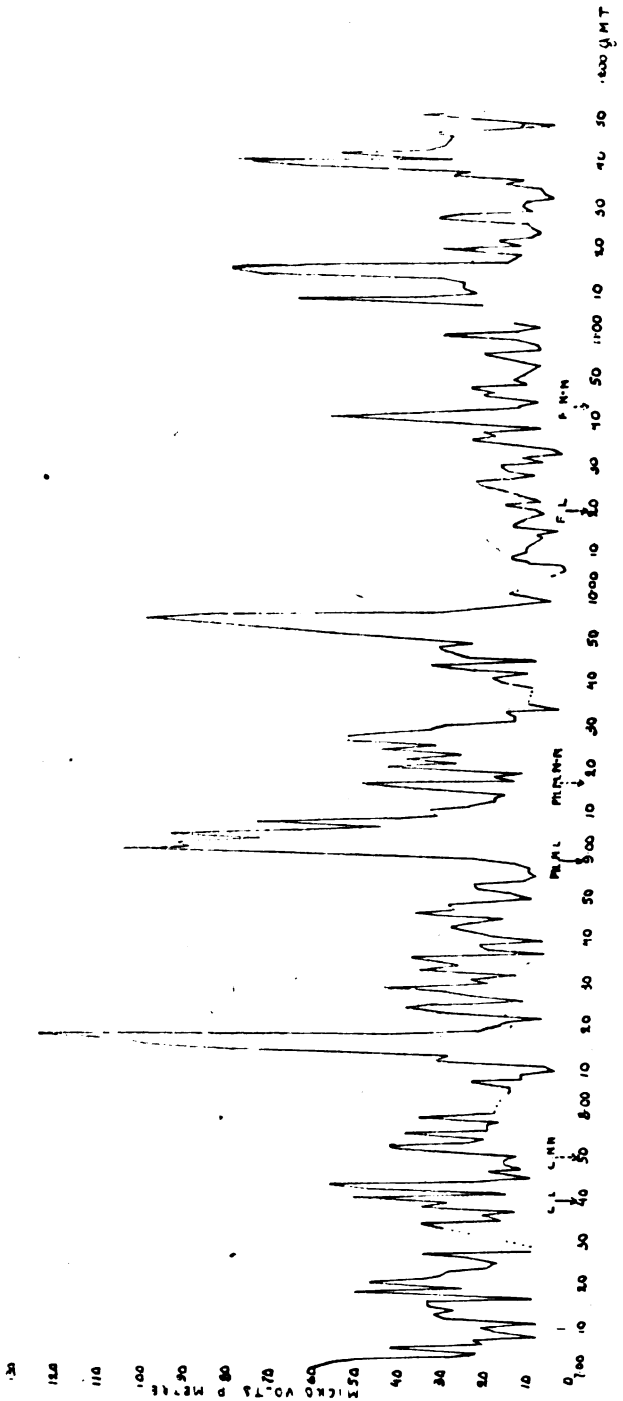


Fig. 4. — Variations de l'intensité du poste R. R. P. (enregistrements du 12 novembre).
Valeurs moyennes par minute.

Digitized by Google

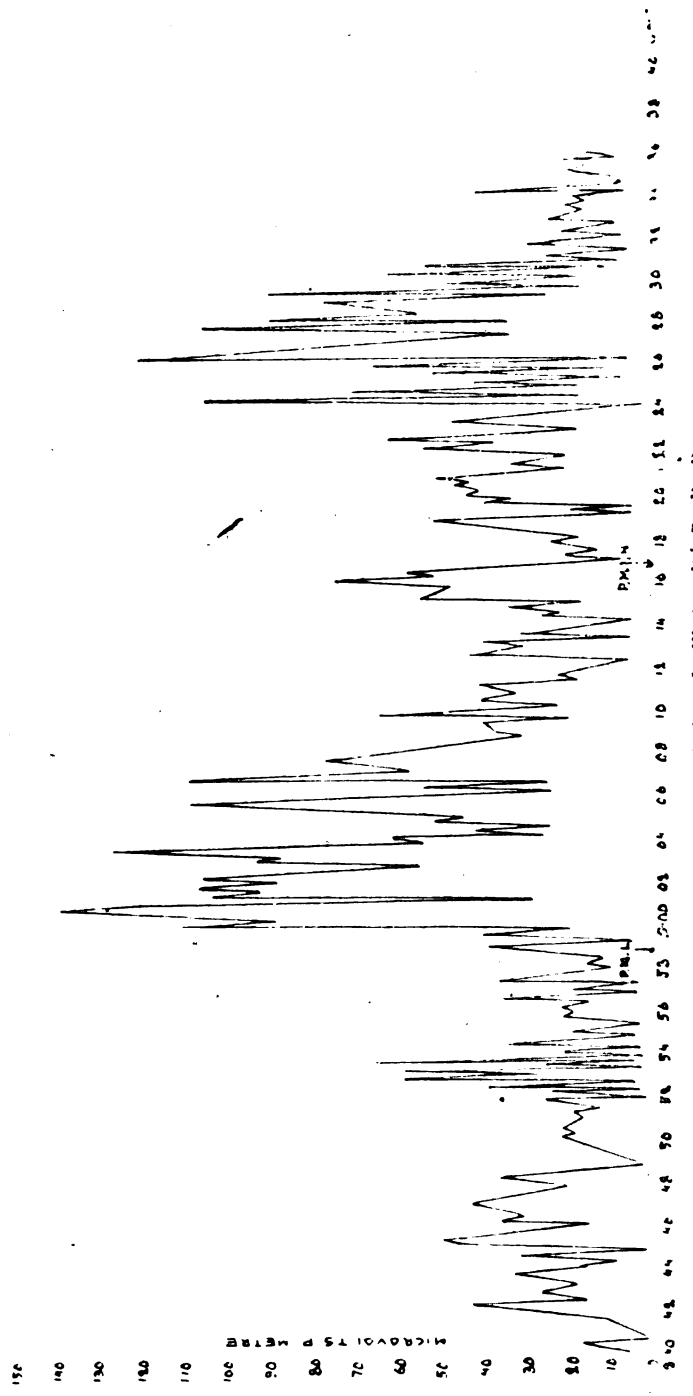


Fig. 5. — Variation de l'intensité R. R. P.
Relevé de toutes les valeurs enregistrées le 12 novembre.

Digitized by Google

en introduisant dans l'antenne toujours la même force électromotrice connue et en observant l'indication du galvanomètre I, pour s'assurer que rien n'avait changé dans l'installation.

Le commencement de l'éclipse du 12 novembre eut lieu à Leningrad à 07-40 G. M. T., la phase maxima de 0,591 à 08-59 G. M. T., la fin à 18-20 G. M. T. Tandis qu'à Nijnii-Novgorod le commencement de l'éclipse avait lieu à 07-50 G. M. T., la phase maxima de 0,67 à 09-17 G. M. T. et la fin à 10-44 G. M. T. L'heure du lever du soleil les jours d'observation était 05-45 G. M. T. à Leningrad et 04-33 G. M. T. à Nijnii-Novgorod, celle du coucher à 13-40 G. M. T. à Leningrad et 13-02 G. M. T. à Nijnii-Novgorod.

Comme il est déjà noté, les observations furent faites le 9, le 10, le 12 et le 13 novembre, de 06.00 à 12.00 G. M, T., mais à cause des préparatifs nécessaires (graduation de l'installation etc... il fut impossible de commencer les enregistrements réguliers avant 07-00 G. M. T.

En outre les observations du 9 novembre manquèrent à cause de la sensibilité insuffisante de l'installation, car on avait compté sur les intensités plus grandes que celle du poste « R. R. P ».

Il en résulta que les observations, régulières ne furent effectuées que le 10, le 12 et le 13 novembre de 07-00 à 12-00 G. M. T.

Dès la première journée d'observation, on a pu constater que l'intensité du champ électro-magnétique du poste « R. R. P. » était très variable à Leningrad.

D'abord il y avait toujours des évanouissements très réguliers d'une période de 2 à 3 secondes et d'une amplitude variable. Quelquefois la période de « fading » augmentait jusqu'à 6 à 7 secondes, d'autres fois elle diminuait jusqu'à 0,8 à 1,0 seconde. La régularité des évanouissements était très prononcée et on pouvait souvent compter, la montre à la main, le nombre des périodes qui restait le même plusieurs minutes de suite.

Pour diminuer l'influence de ce « fading » périodique, il a fallu shunter le galvanomètre I, par une petite résistance, de façon à la rendre aussi apériodique que possible, sans quoi on ne pouvait pas enregistrer ses indications.

Hors les variations périodiques, l'intensité variait tout à fait irrégulièrement pendant chaque minute d'observation, ce qui a obligé à faire les enregistrements de 6 à 12 fois par minute.

Pour donner l'idée de ces variations d'intensité on reproduit la courbe des variations de l'intensité (sans le fading périodique)

Digitized by Google

pendant une heure de 7-10 à 8-10 G. M. T. le 13 novembre (fig 2).

Des courbes analogues ont été obtenues tous les jours d'observation, y compris le jour de l'éclipse.

Pour pouvoir comparer l'allure des variations de l'intensité le jour de l'éclipse avec celle des jours ordinaires, il fallut calculer les valeurs moyennes de l'intensité pour chaque groupe de 5 minutes (moyenne de 30 à 60 enregistrements). Les courbes des variations de ces valeurs sont représentées sur la fig. 3. On peut voir que ces courbes se ressemblent en général pour le 10 et le 13 novembre et pour les heures avant et après l'éclipse du 12 novembre.

Quant à la courbe de l'intensité du 12 novembre, pendant la période de l'éclipse, elle diffère des autres courbes par les trois pointes, où l'intensité moyenne a atteint plus de 4 fois sa valeur ordinaire ; entre ces pointes, elle est presque la même que celles des 10 et 13 novembre.

Pour donner un tableau plus détaillé des variations de l'intensité pendant l'éclipse, on a représenté sur la fig. 4 la courbe des valeurs moyennes par minute de l intensité pour le 12 novembre et sur la courbe 5 toutes les valeurs enregistrées pendant la pointe de 8-59 à 9-32 G. M. T.

Les courbes représentées ci-dessus montrent que le tableau des variations de l'intensité du poste « R. R. P. » à Leningrad, a été assez complexe pendant l'éclipse ; pourtant il nous semble qu'on peut en tirer les indications suivantes :

1) Malgré l'insuffisance de la phase, l'éclipse du 12 novembre a une influence sur la propagation des ondes courtes.

2) Cette influence s'est traduite sur l'intensité du poste « R. R. P » à Leningrad en augmentations temporaires, entre lesquelles on retrouvait les valeurs ordinaires.

3) La vitesse avec laquelle la couche ionisée a réagi sur l'effet de l'éclipse, montre que l'ionisation de cette couche ou du moins celle de sa partie inférieure suit presque immédiatement toutes les variations de la radiation solaire, c'est-à-dire que le coefficient de l'ionisation et de la recombinaison est suffisamment grand.

4) La cause de l'apparition des trois pointes d'intensité, observées pendant l'éclipse est assez obscure. Mais on peut supposer avec une certaine vraisemblance, que ces pointes furent causées par l'interférence de plusieurs rayons, qui venaient du poste émetteur vers le récepteur par des voies différentes, et variables à cause de l'éclipse.

Comme il est noté plus haut, simultanément avec les observa-

Digitized by Google

tions faites à Leningrad sur l'intensité du poste « R. R. P », des travaux analogues ont été effectués à Kharkow et à Nijnii-Novgorod où on observait les variations de l'intensité du champ électrique du poste « R. C. R. K » du Radio Laboratoire Central du Trust des Usines à faible courant de Leningrad.

Ce poste émettait sur l'onde de 26 mètres et la puissance de l'émission était d'environ 4 kilowats. Le programme de son émission était le même que celui du poste « R. R. P ».

Les observations à Kharkow étaient faites avec une installation à enregistrement automatique. Les résultats de cet enregistrement ont donné des courbes de variation de l'intensité dont l'allure ressemble beaucoup à celle obtenue à Leningrad. Malheureusement l'échelle de l'axe de temps avait été prise trop faible et celle de l'axe des intensités était inconnue et variable d'un jour d'observation à l'autre. Cela a empêché le calcul des valeurs moyennes et a rendu difficile la comparaison des courbes relatives aux divers jours d'observation. Mais on peut noter que la période de l'éclipse est marquée de même qu'à Leningrad par une augmentation extraordinaire des valeurs maxima de l'intensité. En dehors de cela, on observa tous les jours à Kharkow un fading très régulier avec une période de 1 à 2 secondes.

Quant aux observations faites à Nijnii-Novgorod, elles étaient faites à l'aide d'un simple récepteur et n'ont montré aucune variation de l'intensité pendant l'éclipse. Cela résulte sans doute du fait, que l'appréciation de l'intensité était faite à l'oreille (en R) et que les variations brusques et vives de l'intensité, ont échappé à l'observateur.

10 janvier 1929.

A. Stchoukin

Digitized by Google

NÉCROLOGIE

J. ROUSSEL

Tous les techniciens, tous les amateurs, tous ceux qu'intéresse la science radio-électrique, apprendront avec émotion le décès de M. J. Roussel, Secrétaire Général de la Société Française d'Etudes de Télégraphie et de Téléphonie sans fil, membre du Conseil de la Société des Amis de la T. S. F. — Notre ami, qui villégiaturait à Saint-Georges Motel (Eure), a succombé, le 8 juillet, à une attaque de méningite. Il était âgé de 49 ans.

Diplômé de l'Ecole Supérieure de Pharmacie, licencié ès sciences, J. Roussel se consacrait depuis plus de vingt ans à l'étude des problèmes que pose la radioélectricité.

Par ses travaux, il avait puissamment contribué à la diffusion de cette science nouvelle. Le premier, il entreprit de coordonner les efforts des chercheurs et, dans ce but, présida, en 1914, à la fondation de la Société Française d'Etudes de T. S. F.. Pendant 15 ans, il fut le Secrétaire Général et l'animateur de cette importante association qui vient de fusionner avec la Société des Amis de la T. S. F.

A l'intention des amateurs sans-filistes, J. Roussel a écrit trois ouvrages estimés : *Le livre de l'amateur de T. S. F.*, *Comment recevoir la téléphonie sans fil*, *Mon poste de T. S. F.* — Il en laisse malheureusement deux inachevés, dont un traité en écriture Braille.

La disparition de M. J. Roussel causera de profonds et unanimes regrets.

Digitized by Google

TEMPS, FRÉQUENCE, MESURE DES FRÉQUENCES

par R. Jouaust

Sous-Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.

SOMMAIRE. — Ce travail, ne fait pas double emploi avec celui publié dans cett revue par mon collaborateur M. Decaux. Lorsqu'on examine, sans s'attacher à des détails opératoires, les procédés utilisés de divers côtés pour la mesure des fréquences on constate qu'elles rentrent toutes dans le même cadre. C'est la nature de ce cadre que nous voudrions mettre en évidence dans les lignes qui vont suivre, en indiquant les raisons qui l'ont imposé.

Il y a là des principes généraux dont la méconnaissance nous a semblé présenter quelques inconvénients.

1° Mesure du temps.

Lorsqu'on parcourt les procès-verbaux des séances que le Comité Consultatif International de Radioélectricité a tenues à La Haye en octobre 1929, on rencontre à chaque instant l'expression « étalon absolu de fréquence ». La délégation française avait pourtant fait adopter la définition suivante : Fréquencemètre absolu : Appareil permettant de mesurer une fréquence en fonction de la seconde de temps solaire moyen. Il semble que la portée de cette définition ait échappé à beaucoup de délégués et qu'ils aient continué à envisager la possibilité de matérialiser l'étalon de fréquence comme on a matérialisé les étalons de longueur et de masse : le mètre et le kilogramme. Nous voudrions tout d'abord rétablir la position de la question. Au point de vue dimensions la fréquence est l'inverse d'un temps ; la fréquence d'un phénomène oscillatoire s'exprime, par l'inverse du nombre qui mesure le temps qui s'est écoulé entre deux passages consécutifs du mobile oscillant par la même phase (même amplitude, même vitesse, même accélération).

L'étalon de fréquence est donc le même que l'étalon de temps.

On sait que ce dernier est le jour sidéral, c'est-à-dire le temps qui s'écoule entre deux passages successifs de la même étoile au méridien. Pour des questions de commodité pratique, on a remplacé le jour sidéral par le jour solaire moyen qui s'en déduit par le calcul.

Mais suivant l'expression du physicien Bouasse, le jour solaire

Digitized by Google

moyen n'est qu'une unité de compte ; le véritable étalon de temps, c'est le jour sidéral. Les astronomes qui conservent cet étalon conservent donc en même temps l'étalon de fréquence qu'il ne reste plus aux radioélectriciens qu'à utiliser, pour leurs mesures.

Mais l'emploi de l'unité jour solaire moyen, déduite de l'étalon jour sidéral, serait peu pratique. On ne dispose de l'étalon que dans les observatoires et, en vertu de sa définition même on n'en connaît que le commencement et la fin. On se trouve en quelque sorte en présence d'un mètre dont les deux bouts seraient seuls accessibles. Dans ces conditions on ne peut mesurer que des grandeurs qui seraient des multiples entiers de l'unité, l'évaluation d'un nombre fractionnaire serait impossible. Il était donc nécessaire de subdiviser le jour solaire moyen, la pendule a permis d'arriver à ce résultat. Une masse suspendue par une tige à un axe horizontal, prend sous l'action de la pesanteur une position d'équilibre caractérisée par la verticalité de la tige de liaison. Si la masse est déplacée, elle revient à sa position d'équilibre par une série d'oscillations d'amplitude décroissante et de durée variable. Ce n'est que lorsque l'amplitude de ces oscillations est très faible que, comme le constate le premier Galilée, la période peut être considérée comme constante.

Mais on peut envisager un dispositif fournissant à chaque oscillation au mobile oscillant une certaine quantité d'énergie exactement égale à celle qu'il perd pendant l'oscillation, par suite de la résistance de l'air ou du frottement de l'axe de rotation sur les supports. Dans ces conditions le pendule prend un mouvement d'oscillation d'amplitude constante et de période constante.

Le pendule libre est devenu un pendule entretenu, une pendule comme on dit communément.

La période de l'oscillation dépend essentiellement de l'instant où l'énergie nécessaire à l'entretien est communiquée à la masse oscillante. Si cette énergie lui est communiquée juste au moment où elle passe par sa position d'équilibre, la période ne dépend plus que des dimensions géométriques de l'appareil. Elle est exactement égale à la période du pendule libre de même amplitude. Nous n'avons pas l'intention de passer ici en revue les différents procédés d'entretien des pendules. Nous nous bornerons à dire que dans tous on fait en sorte que le dispositif d'entretien n'agisse que pendant un temps très court, juste au moment où le balancier passe par sa position d'équilibre.

La durée des oscillations des pendules pratiquement réalisables est très courte par rapport à celle du jour solaire moyen.

Digitized by Google

En donnant à la tige de suspension une longueur de 99,4 cm, on réalise un appareil dont la demi oscillation (1) à Paris est la 86400e partie du jour solaire moyen ; c'est ce qu'on appelle la seconde de temps solaire moyen et c'est cette unité qu'on utilise pratiquement. Mais on se rend compte qu'il est bien difficile de donner à un balancier la longueur exacte nécessaire pour lui faire battre exactement la seconde. Pratiquement aucune pendule ne fait exactement 86 400 oscillations pendant la durée du jour solaire moyen.

La différence est ce qu'on appelle la marche de la pendule.

Pour se rendre compte de l'art des horlogers, nous signalerons que la marche des pendules du Bureau International de l'Heure à l'Observatoire de Paris est de 0,1 seconde par jour c'est-à-dire qu'elles avancent ou retardent de 0,1 seconde par jour. Ce sont ces pendules de l'Observatoire qui servent aux horlogers à régler les appareils qu'ils construisent, grâce aux émissions radiotélégraphiques de signaux horaires. C'est précisément parce que celles-ci ne battent pas exactement la seconde qu'il est nécessaire d'indiquer l'heure exacte, qui correspond au moment où elles ont déclanché le mécanisme d'émission et c'est là l'origine des corrections qui suivent les émissions des signaux horaires.

De même qu'aucune copie du mètre-étalon ne lui est rigoureusement égale et comporte ce qu'on appelle une équation, de même la période de 24 heures d'une pendule est différente du jour sidéral. Cette différence est ce qu'on appelle la marche de la pendule. Dans les pendules des observatoires, cette marche est excessivement petite de l'ordre du dixième de seconde. Mais cette marche n'est pas constante. Les pendules ont une accélération positive ou négative et la valeur de cette accélération est susceptible de varier. C'est l'étude de la marche des pendules et de ses variations qui constitue le travail du service de l'heure dans les observatoires. Notons qu'il peut arriver dans le fonctionnement des pendules certaines anomalies dues probablement à des microséismes. Pour se mettre à l'abri de ce genre d'incidents, on utilise généralement dans les observatoires plusieurs pendules ayant des plans d'oscillation différents.

Le jour sidéral étant l'étalon de temps et par suite de fréquence, on est donc porté en première analyse à dire que

(1) Nous disons demi-oscillation, un horloger emploierait l'expression d'oscillation, mais cette expression est impropre, car il s'agit du temps qui s'écoule entre deux passages consécutifs du pendule par la verticale, c'est-à-dire avec des vitesses égales et de sens inverse. Comme nous l'avons dit, il n'y a une oscillation complète que lorsque tous les éléments qui caractérisent la phase ont la même valeur.

Digitized by Google

les pendules utilisées dans les observatoires constituent, des étalons secondaires de fréquence (un demi-cycle par seconde) et que cette fréquence est connue avec une précision de l'ordre du millionième. Nous verrons par la suite qu'on n'a pas le droit de parler ainsi. Les pendules ordinaires, les chronomètres comme ceux qu'on utilise dans la marine peuvent être considérés comme des étalons secondaires de fréquence. Mais leur marche est plus importante que celle des pendules des observatoires. Elle atteint une seconde par jour et de plus elle est variable. On peut dire que la fréquence de ces étalons secondaires n'est guère connue qu'au cent millième, même lorsqu'on prend la précaution de les vérifier fréquemment par rapport aux pendules astronomiques. Il ne faudrait pas du reste s'illusionner sur les précisions que nous indiquons.

Lorsque nous avons déterminé la marche d'une pendule et que nous en déduisons par le calcul la période d'une oscillation nous ne connaissons que la valeur moyenne de cette période. La détermination astronomique de l'heure dans les Observatoires se fait une fois par jour. L'expérience nous fait connaître le nombre des oscillations du balancier pendant 24 heures, mais rien ne prouve que chacune de ces oscillations a bien la même durée et qu'il ne s'est pas produit une compensation. Or, c'est précisément ce qui a lieu.

2° Les irrégularités des pendules.

Pour obtenir la stabilité de marche des pendules dont nous venons de parler, des précautions spéciales sont nécessaires.

La principale est de les maintenir à température constante de façon à éviter toute variation des dimensions de leurs divers organes. Il convient aussi de maintenir constante la pression du gaz dans lequel elles oscillent, pour éviter des modifications des résistances d'amortissement entraînant des variations amplitude et par suite de période.

Les pendules sont donc enfermées dans des récipients hermétiques contenant de l'air sec à pression réduite et placés dans des caves profondes où on peut considérer la température comme constante. Les pendules de l'Observatoire de Paris sont à 27 mètres de profondeur et pour donner une idée de l'influence que peuvent avoir sur leur fonctionnement des variations de température, nous dirons que des perturbations dans leur marche ont parfois été constatées lorsque pour une raison quelconque, il avait été nécessaire de pénétrer dans

Digitized by Google

le caveau qui les contient. Dans ces conditions les pendules sont inaccessibles. Pour pouvoir utiliser leurs indications dans les divers locaux d'un observatoire on utilise l'artifice suivant : Chaque fois que le balancier passe par la verticale, un mécanisme spécial ferme un circuit électrique. C'est la production de courant dans ce circuit qui par des artifices variables d'un observatoire à l'autre est utilisée, pour transmettre les indications de la pendule aux divers points où ces indications doivent être utilisées. Mais si perfectionné que soit l'art de l'horlogerie, il est absolument impossible de faire en sorte que la fermeture du circuit ait lieu juste au moment du passage par la verticale.

Les diverses dents des roues dentées du mécanisme n'ayant pas exactement les mêmes dimensions, la fermeture du circuit n'a pas lieu exactement au même moment de la période pour deux secondes consécutives, de ce fait résulte déjà une inégalité des secondes, D'autre part le mécanisme ne fonctionnant pas exactement au moment du passage du pendule par la verticale, la résistance supplémentaire au mouvement qui se produit lors du fonctionnement du mécanisme, est susceptible d'influer sur la période d'oscillation comme l'ont montré en particulier les beaux travaux de Cornu.

On pourrait évidemment supprimer le mécanisme qui commande le contact électrique, et enregistrer le passage dans la verticale par un dispositif sans liaison avec l'appareil (action d'un rayon lumineux réfléchi par un miroir sur une cellule photoélectrique, perturbation provoquée par le passage du balancier dans une position donnée sur le fonctionnement d'un poste à ondes courtes). Ces divers procédés ont été essayés comme on le verra dans la bibliographie, mais on n'a pu supprimer que partiellement les perturbations signalées. La raison en est la suivante. Nous n'avons envisagé jusqu'ici que l'effet des irrégularités du mécanisme indicateur de secondes, mais le mécanisme d'entretien produit des effets identiques.

Seul un pendule entretenu sans liaisons matérielles pourrait avoir une fréquence rigoureusement constante. Des essais ont été tentés dans cette voie et ont donné des résultats encourageants. Mais à l'heure actuelle on ne dispose généralement que de pendules dont les diverses secondes sont susceptibles de varier entre elles d'un temps qui peut atteindre le centième.

La périodicité qu'on retrouve dans ces irrégularités et qui est en relation avec le nombre des dents des divers engrenages montre bien qu'elles sont dues aux rouages. Quoi qu'il en soit, malgré les défauts que nous venons de signaler, les pendules restent encore le

Digitized by Google

seul appareil dont on puisse facilement évaluer la fréquence en fonction de la durée du jour solaire moyen, grâce à ce fait que leur force motrice est due à la gravitation, qui restent absolument constante. C'est par leur intermédiaire qu'il est nécessaire de passer pour toutes les mesures de temps et par suite de fréquence.

Pour reprendre la comparaison au mètre que nous avons utilisé plus haut, nous pouvons dire que si le jour sidéral est comparable à un mètre sans graduation, des pendules sont assimilables à des copies du mètre parfaitement exactes comme longueur totale, mais dont la graduation serait un peu irrégulière. Nous verrons comment il convient de tenir compte de ce fait quand on les utilise.

3° Etalons secondaires de fréquence.

Il existe d'autres appareils que les pendules qu'on peut chercher à utiliser comme générateurs mécaniques de fréquence constante. Le plus anciennement connu est le diapason. Il ne saurait être question d'utiliser des diapasons non entretenus, leur durée de fonctionnement est trop courte pour être utilisable et de plus la variation de leur amplitude pendant ce fonctionnement, entraîne une variation de la fréquence.

Avant la découverte des propriétés des lampes triodes, on ne pouvait utiliser que des diapasons entretenus par liaison matérielle, le diapason à un moment de sa vibration venant fermer un contact électrique. On retrouverait dans ces appareils, les mêmes inconvénients que dans le fonctionnement des pendules. Ces inconvénients étaient même exagérés et ne présentaient aucun caractère de périodicité. Simultanément Eccles en Angleterre et H. Abraham en France ont montré qu'en plaçant à l'entrée et à la sortie d'un amplificateur, deux écouteurs téléphoniques, un diapason ayant chacune de ses branches vis-à-vis l'aimant de l'écouteur, on établissait ainsi un couplage électromagnétique entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur. Que dans ces conditions le diapason s'entretenait sans aucun contact.

On réalise ainsi un dispositif dont les oscillations ont rigoureusement la même période. Malheureusement la durée de cette période varie avec les conditions de l'entretien. Elle varie avec la nature du système amplificateur, avec la nature des triodes employées et même avec la valeur des diverses tensions d'alimentation. Il est facile d'en voir la cause. La nature du système amplificateur et les variations

Digitized by Google

des tensions d'alimentation amènent une modification de l'amplitude et par suite une variation de la fréquence.

On sait d'autre part, que dans tous les appareils producteurs d'oscillations basés sur les propriétés des triodes, la fréquence n'est pas exactement celle du système oscillant, mais en diffère d'une faible valeur, fonction de la résistance interne de la lampe. On conçoit donc l'influence des triodes utilisées.

L'étude de l'influence des différents facteurs mentionnés plus haut a été faite par Dye (voir bibliographie).

Il convient donc lorsqu'on veut utiliser un diapason comme étalon secondaire de fréquence de ne rien modifier au dispositif d'entretien et de régler très soigneusement les tensions d'entretien. L'expérience montre qu'on peut y arriver de façon à maintenir la fréquence constante avec une précision supérieure au cent-millième. Un autre facteur est susceptible d'influer sur la fréquence des oscillations, c'est la température. Une élévation de température a pour effet de diminuer la fréquence. Il est facile de s'affranchir de cette cause d'erreur, en utilisant des diapasons en élinvar dont le coefficient de température est de 1 cent-millième par degré, et en plaçant le diapason dans une enceinte dont la température est maintenue constante et en ne l'utilisant qu'au bout d'un certain temps de fonctionnement. Les diapasons qu'on utilise sont toujours des appareils donnant des fréquences musicales, généralement de l'ordre de 1000 périodes par seconde.

Nous signalerons pour mémoire la possibilité d'utiliser des étalons secondaires, en utilisant les phénomènes de magnétostriction. Ce procédé utilisé par Pierce n'est pas encore assez entré dans le domaine de la pratique pour qu'on puisse être fixé sur sa valeur.

Un autre producteur de vibrations mécaniques entretenues, susceptible de constituer un étalon secondaire de fréquence est le quartz piézoélectrique entretenu par lampe triode. On s'étonnera peut-être de voir le quartz considéré comme un vibrateur mécanique, car on est plus habitué à considérer les oscillations électriques qu'il engendre. En réalité ces oscillations électriques qu'il engendre ne sont qu'un phénomène accessoire, conséquence des vibrations mécaniques du quartz dont les constantes élastiques définissent la fréquence.

Le quartz présente l'avantage de fournir des oscillations dont la fréquence est plus indépendante (sans l'être complètement) des conditions d'entretien. La raison en est la suivante : Comme nous l'avons déjà signalé dans cette revue le quartz est équivalent à un circuit oscillant électrique ayant une inductance très considérable.

Digitized by Google

Au point de vue mécanique, on peut dire qu'il a une très grande inertie. La théorie montre que dans ces conditions les causes susceptibles de modifier la fréquence propre ont moins d'action.

C'est ainsi que NAMPA et MATSUMURA ont constaté que des variations relativement importantes des tensions d'alimentation du triode d'entretien n'agissent que peu sur les oscillations produites. Des variations susceptibles d'après DYE de produire des variations de l'ordre du dix-millième sur la fréquence du diapason ne produisent que des variations de l'ordre du cent-millième sur la fréquence du quartz. Les conditions d'entretien sont donc moins sévères pour le quartz que pour le diapason et par suite leurs variations accidentelles ont moins d'importance.

Le quartz comme le diapason présente un coefficient de température. En général le quartz doit-être maintenu à température constante. Toutefois le signe de cette variation varie suivant la façon dont la lame utilisée a été découpée dans le cristal original. Aussi récemment MARRISSON et LACK sont-ils arrivés à réaliser des étalons piézo-électriques sans coefficient de température. Il en résultera certainement un gros progrès dans les mesures de fréquence si les conditions dans lesquelles ces cristaux doivent être taillés ne se montrent pas trop prohibitives. Il serait possible de réaliser avec des quartz des oscillateurs donnant des fréquences de l'ordre musical, mais il est plus pratique de les construire de façon que ces fréquences soient de l'ordre de celles utilisées en radiotélégraphie.

4° ETALONNEMENT DES ÉTALONS SECONDAIRES DE FRÉQUENCE.

Comme nous le verrons dans la suite, la mesure d'une fréquence radiotélégraphique à partir d'un étalon secondaire ne présente aucune difficulté. Son succès ne dépend que de l'habileté et du soin des opérateurs. L'étalonnement des étalons secondaires est au contraire fort délicat et c'est de cette opération que dépend presque uniquement l'exactitude des mesures de fréquence.

Nous allons donc exposer les règles générales qui président à cet étalonnement renvoyant pour les détails expérimentaux à l'article de M. DECAUX.

Etalonner un oscillateur secondaire par rapport à une pendule, revient à compter le nombre d'oscillations ou fractions d'oscillations effectuées par cet oscillateur pendant un certain nombre de secondes marquées par la pendule. Ce sont les irrégularités de ce dernier appareil qui compliquent le problème.

Digitized by Google

Si nous nous bornions à compter les oscillations pendant une seconde, comme nous avons vu que la durée d'une de ces secondes peut varier de 1 centième par rapport à la valeur vraie, nous pourrions être amenés à commettre l'erreur inadmissible de 1 0/0.

En faisant porter la mesure sur une heure ou 3 600 secondes, l'erreur à craindre ne sera plus que de 1/360 000. Elle sera donc inférieure au cent-millième. Elle sera même plus faible si nous avons soin de prendre pour temps initial et temps final, un instant où les rouages se retrouvent dans la même position.

Comme nous l'avons dit, les irrégularités des pendules présentent une périodicité dépendant de la nature des rouages. L'équation de son mouvement peut être représentée par une expression de la forme

$$\sin \frac{2\pi t}{T} + \sin \frac{2\pi t}{n_1 T} + \sin \frac{2\pi t}{n_2 T} + \cdots + \sin \frac{2\pi t}{n_p T}$$

n_1, n_2, ..., n_p étant des nombres entiers.

La véritable période du mouvement pendulaire est $n_p T$, $n_p T$ étant le temps qui doit s'écouler pour que les rouages se retrouvent dans la même position.

C'est la valeur de cette durée $n_p T$ qui est en réalité déterminée dans les observatoires quand on établit la marche de la pendule, marche qui est connue avec une précision supérieure au millionième.

De toute façon on voit que la durée d'un étalonnement d'un étalon secondaire est de l'ordre de l'heure.

Dans ces conditions le nombre des oscillations de l'étalon secondaire est excessivement élevé et de plus ces oscillations sont toujours trop rapides pour être facilement observées. Il faut donc les démultiplier dans un rapport connu. Nous allons donc passer en revue les moyens qui permettront cette démultiplication sans entrer dans le détail des procédés expérimentaux. Tous les étalons secondaires dont nous avons parlé étant entretenus électriquement, leurs vibrations mécaniques engendrent un courant rigoureusement de même fréquence. Ce sera dans tous les cas cette manifestation électrique du phénomène mécanique qui sera utilisée.

S'il s'agit d'un diapason, on peut utiliser le courant électrique qu'il engendre à la commande d'un moteur synchrone. Cet appareil produira une première démultiplication, son nombre de tours par seconde étant égal à la fréquence du courant par son nombre de pôles de même polarité. Un train d'engrenages, porté par le moteur permettra de pousser plus loin cette démultiplication.

Digitized by Google

Mais ce mode opératoire ne saurait s'appliquer aux quartz dont la fréquence est trop grande pour commander un moteur synchrone. On est obligé d'utiliser des phénomènes de multiplication électrique. On a constaté depuis un certain temps qu'un système générateur d'oscillations à lampes, lorsqu'il est soumis à des excitations voisines de sa période propre, se synchronise, c'est-à-dire n'oscille plus avec sa fréquence mais avec celle du phénomène excitateur. Il en est de même si la fréquence du phénomène excitateur est voisine d'un sous-multiple de la période de l'oscillateur. La possibilité de cette synchronisation est due évidemment au fait que la valeur de la résistance interne de la lampe varie au cours de l'oscillation. Cela semble bien résulter de certaines considérations mathématiques dues à Appleton.

Mais tout récemment Van der Pol a fait voir que les oscillations de relaxation (celles dont la durée est régie par le produit d'une capacité par une résistance), peuvent être synchronisées par une excitation dont la fréquence est voisine d'un multiple de leur fréquence propre. Un certain nombre de dispositifs électriques sont susceptibles de fournir des oscillations de relaxation : les plus connus sont le tube à néon avec un condensateur à ses bornes et en série avec une résistance et le multivibrateur d'Abraham et Bloch. Il suffira de régler leur fréquence à une voisine d'un sous-multiple de celle du système électrique dont on veut démultiplier la fréquence et d'appliquer en un point convenablement choisi du circuit de relaxation une force électromotrice engendrée par le phénomène électrique étudié.

Les deux dispositifs ont été employés pour l'étalonnement des étalons secondaires. C'est ainsi que dans le cas de quartz, on a été amené à utiliser deux démultiplications successives produites par des multivibrateurs. Les phénomènes de relaxation ne se prêtent pas commodément à l'obtention de fréquences très basses, on termine généralement la démultiplication par un moteur synchrone. Mais dans ce cas on peut pousser la démultiplication assez bas pour se passer d'un train d'engrenages.

Le reste de l'étalonnement de l'oscillateur secondaire se conçoit facilement.

Le dernier organe de démultiplication commande un appareil enregistreur. Sur la bande de l'enregistreur s'inscrivent également les signaux électriques produits par la pendule. Généralement la fréquence de l'oscillateur à étalonner est connue avec une précision suffisante pour qu'il soit possible par divers artifices de simplifier

Digitized by Google

le dépouillement des bandes de l'enregistreur. On sait généralement d'avance par exemple le nombre de dizaines de tours du moteur synchrone que doit comporter l'enregistrement. On enregistre séparément le nombre de tours et de dizaines de tours du moteur synchrone devenu mobile de la démultiplication. Comme d'autre part, l'enregistrement de la pendule donne un signal particulier chaque minute, il suffira de faire un enregistrement au début et à la fin de l'heure que dure l'étalonnement et de compter uniquement le nombre de tours entre la première minute enregistrée et l'enregistrement de la première dizaine et aussi le nombre de tours entre l'enregistrement de la dernière minute et de la dernière dizaine.

Il conviendra bien entendu si on utilise une pendule astronomique d'effectuer la transformation des secondes sidérales en secondes horaires et de tenir compte de la marche de la pendule telle qu'elle a été déterminée à l'observatoire. Quand on utilise un simple chronomètre, il sera nécessaire de déterminer sa marche en utilisant des émissions de signaux horaires. Mais la marche d'un chronomètre qui peut atteindre une à deux secondes par jour est irrégulière. Elle est très influencée par la température et l'emploi d'un chronomètre ne permet pas la même précision que l'emploi d'une pendule.

Etant donné ce que nous venons de dire, il semblerait possible de remplacer les pendules et leurs irrégularités gênantes par des étalons secondaires. On peut concevoir que le système mécaniqne oscillant et la démultiplication aient été choisis de telle sorte que le dernier mobile ait une période très voisine de une seconde. Au lieu de l'utiliser, comme on l'a fait dans l'opération de l'étalonnement à actionner le style d'un enregistreur, on pourrait lui faire actionner un relais déplaçant une aiguille sur un cadran. On aurait ainsi l'équivalent d'une pendule qui dans un observatoire pourrait être comparée aux observations astronomiques. Des appareils du genre de celui que nous venons de décrire ont été réalisés. Mais il ne semble pas que ces dispositifs puissent détrôner d'ici quelque temps du moins les pendules actuelles. La raison en est la suivante. Les divers étalons secondaires que nous venons de décrire sont très sensibles comme nous l'avons dit aux variations de tension des appareils électriques d'entretien. Il serait assez difficile de maintenir ces tensions constantes pour un fonctionnement perpétuel comme doit être celui d'une pendule.

D'autre part rien ne prouve que ces appareils si on les laissait en fonctionnement continu conserveraient leurs propriétés. Pour les

Digitized by Google

diapasons, on sait déjà que le métal soumis à des vibrations continues, subit des modifications altérant par suite ses coefficients d'élasticité. Pareil inconvénient ne semble pas à redouter avec le quartz, mais il est possible, comme l'ont signalé certains expérimentateurs, qu'à moins de précautions spéciales, le quartz n'éprouve une usure qui modifie son épaisseur.

5° Emploi des oscillateurs secondaires pour la mesure des fréquences radiotélégraphiques.

S'il s'agit d'un diapason la fréquence est évidemment très éloignée de celle des fréquences utilisées en radiotélégraphie. Il n'en est plus de même s'il s'agit d'un quartz, mais la nécessité d'utiliser la démultiplication pour l'étalonnement, conduit à lui donner une fréquence relativement basse. Heureusement les phénomènes électriques nous donnent un procédé facile de multiplier les fréquences. Le courant d'entretien de l'étalon secondaire contient de nombreuses harmoniques qui sont des multiples exacts de sa fondamentale. Il est facile d'augmenter l'importance de ces harmoniques, soit en faisant agir le courant d'entretien de l'étalon sur la grille fortement négative d'un triode, soit en le faisant synchroniser un multivibrateur.

Avec un amplificateur sélectif, il sera facile d'isoler chacune de ces harmoniques et nous aurons ainsi un spectre de fréquences, par rapport auquel nous pourrons localiser les fréquences à mesurer.

Nous n'insisterons pas sur les diverses manières dont on peut faire cette localisation. Elles ont fait l'objet de nombreuses publications et leur description sortirait du cadre de cet article où nous n'avions pour but que de décrire d'une manière générale les procédés employés pour la réalisation d'une base de mesure des fréquences dans les divers laboratoires. Nous dirons simplement qu'entre les mains d'opérateurs exercés, ces procédés sont susceptibles de fournir une très grande précision, à condition toutefois que l'oscillateur dont on veut mesurer la fréquence ou le fréquencemètre qu'on veut étalonner comportent cette précision, *ce qui n'est pas toujours le cas.*

Conclusion

Comme on le voit, les difficultés qu'on rencontre dans la mesure des fréquences sont dues à la définition astronomique de l'étalon de temps qui sert de base. C'est au moment de la première mesure de

Digitized by Google

fréquence en fonction de cet étalon, c'est-à-dire au moment de l'établissement de l'étalon secondaire de fréquence que ces difficultés se présentent. Par suite si des divergences se manifestent dans des mesures effectuées en divers établissements, elles ne peuvent provenir que de la réalisation de l'étalon secondaire. Ce sont donc ces appareils qu'il convient de comparer entre eux pour assurer l'uniformité des mesures.

Au Comité Consultatif International Radiotélégraphique, on a envisagé la technique à suivre pour assurer cette uniformité et on a proposé d'utiliser des émissions spéciales dont la fréquence serait mesurée en divers points. Il serait peut-être plus judicieux de chercher à comparer directement les étalons secondaires. Si par exemple les divers Laboratoires utilisaient comme étalons secondaires des diapasons donnant la même note, il serait possible de faire moduler par l'un deux une émission radiotéléphonique. Etant donné la précision que fournit la méthode des battements pour la comparaison de deux sons de hauteur voisine, on pourrait avoir des résultats très exacts.

Une autre question a été soulevée à la session du Comité Consultatif à La Haye. Avec quelle précision peut-on mesurer la fréquence des étalons secondaires? Avec la pratique que nous avons maintenant de ce genre d'opération et les connaissances que nos fonctions au Bureau International de l'Heure nous donnent des possibilités que l'on peut atteindre dans la mesure du temps, nous pouvons affirmer que ce qui limite actuellement la précision des mesures de fréquence, c'est notre connaissance insuffisante de la marche des pendules et leurs irrégularités.

Seuls des progrès dans l'art de l'horlogerie ou dans la technique des observations méridiennes, permettront de mesurer des fréquences avec une précision plus grande que celle atteinte aujourd'hui et que nous estimons un peu supérieure au cent-millième? Mais peut-être lorsque ces progrès seront réalisés constaterons-nous que des phénomènes physiques contre lesquels nous sommes impuissants, imposent une limite à l'exactitude de nos mesures. Peut-être constaterons-nous que notre étalon de temps, le jour sidéral, n'est pas constant, comme le supposent déjà certains astronomes ou que des variations journalières de la pesanteur modifient périodiquement et d'une façon complexe le fonctionnement des pendules.

R. Jouaust.

Digitized by Google

BIBLIOGRAPHIE

Dans cette Bibliographie, nous n'avons rassemblé que les principaux articles concernant les questions traitées.

Pendules.

CORNU. — Synchronisme, Société Internationale des Electriciens, t. XI, 1894. p. 157.

BIGOURDAN. — Bulletin du Bureau International de l'Heure.

G. FERRIE et R. JOUAUST. — Comptes Rendus, t. CLXXX, p. 1145, 1925.

G. FERRIE. — *Onde Electrique*, Mars 1925, p. 97.

G. FERRIE et R. JOUAUST. — Recueil des travaux de l'Assemblée Générale de l'U. R. S. I. en 1927, fascicule I, p. 21.

P. LEJAY. — *Journal des Observateurs*, t. XI, p. 205, 1928.

G. FERRIE. — Monthly Notices of the Royal Astronomical Society, t. LXXXIX, p. 713, 1929.

P. LEJAY. — *Journal des Observateurs*, t. XII, p. 137. 1929.

Diapasons.

D. W. DYE. — The valve maintened tuning fork as a precision time standard, Royal Society, t. CIII, p. 209, 1923.

S. BUTTERWORTH. — The maintenance of a vibrating system by means of a triode valve, Physical Society London, t. XXXII, p. 345, 1920.

A.-B. WOOD. — Electrically maintened tuning fork; some factors affecting frequency, *Journal of Scientific Instruments*, t. I, p. 330, 1924.

S. JIMBO. — Absolute mesurement of frequency of standard tuning fork, Dershin-Derwa Gokhai, July 1927.

S. JIMBO. — Standardization of Frequency Researches of the Electrotechnical Laboratory, Tokyo, n° 236.

G. FERGUSON — A clock controlled tuning fork as a service of constant frequency, The Bell System Technical Journal, p. 145, 1924.

E. MALLETT. — Distorsion of resonance curve of electrically driven fork, Physical Society London, t. XXXIX, p. 334, 1927.

Quartz piezo-électriques.

D. W. DYE. — The piezo-électric quartz resonator and its equivalent electrical circuit, Physical Society, London, t. XXXVIII, p. 399, 1926.

F. R. LACK. — Observations or Modes of Vibration and Temperature coefficient of quartz crystal plates, The Bell System Technical Journal, t. VIII, p. 515, Juillet 1929.

S. NAMPA et MATSUMURA. — General Properties of Piezo Electric Quartz and the value of a quartz oscillator as a Frequency Standard, Research of the Electrotechnical Laboratory, Tokyo, n° 248.

Oscillations de relaxation.

B. VAN DER POL et J. VAN DER MARK. — Quelques expériences avec les triodes et les oscillations de relaxation, *Onde Electrique*, t. IX, p. 461, 1927.

Digitized by Google

Mesure des fréquences.

C. B. Joliffe et G. Hazen. — Etablishment of radio standards of frequency by the use of harmonic amplifier, Bureau of Standards Scientific Papers, n° 530, 1926.

D. W. Dye. — The self-contained standard harmonic wavemeter. Royal Society, t. CCXXIV, p. 259, 1924.

J. W. Horton et W. A. Marrison. — Precision determination of Frequency, Recueil des travaux de l'Assemblée Générale de l'U. R. S. I. en 1927, fascicule I, p. 28.

W. A. Marrison. — A high precision standard of frequency, The Bell System Technical Journal, t. VIII, p 493, 1929.

G. M. Hall et J. K. Clapp. — A convenient method for refering secondary frequency standard to a standard time interval, Proceeding of the Institut Radio Engineers, 1929

B. Decaux — La mesure absolue des fréquences radioélectriques, *Onde Electrique*, t. VIII, p. 325, 1929.

J. H. Dellinger. — International comparison of frequency standards, Recueil des Travaux de l'Assemblée Générale de l'U. R. S. I. en 1927, fascicule I, p. 18.

Astronomie.

Sir F. W. Dyson et R. T. Callen. — Variability of the Earth-Rotation, Monthly Notice of Royal Astronomical Society, t LXXXIX, p. 549, 1929.

Digitized by Google

LA RADIOTÉLÉGRAPHIE ET LA MESURE PRÉCISE DES DURÉES

par P. LEJAY.

de l'Observatoire de Zi-Ka-Wei.

SOMMAIRE. — Précision des étalons de temps actuels; recherches entreprises pour les améliorer; pendules sans contacts. Description d'un chronographe permettant le relevé rapide des enregistrements au dix-millième de seconde. Procédé de comparaison de pendules sans contacts par coïncidences. Irrégularités de la pendulette d'émission des signaux horaires français.

CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES

Il est facile de se rendre compte des raisons pour lesquelles on n'a pas atteint jusqu'ici dans la mesure des durées, une précision égale à celle qu'on obtient couramment dans les mesures des longueurs.

Le problème ne se pose pas, il est vrai, exactement dans les mêmes conditions ; alors que pour mesurer les longueurs, nous disposons d'un étalon bien défini, le mètre international susceptible de reproductions exactes à moins d'un dix-millionième près, susceptible aussi d'être subdivisé indéfiniment avec la même précision, grâce aux méthodes interférentielles, nous n'avons qu'un étalon de temps mal défini, le jour sidéral, qu'il nous est impossible de reproduire exactement, et que nous ne pouvons subdiviser qu'en commettant à chaque opération des erreurs inadmissibles, lorsque les quantités à mesurer deviennent plus petites.

Précisons d'abord ces points fondamentaux; nous verrons ensuite quels efforts sont tentés par les chercheurs pour augmenter la précision des mesures; les radiotélégraphistes savent qu'un étalon de temps précis (diapason) est nécessaire à toutes leurs mesures, spécialement celles des longueurs d'ondes, ils savent peut-être moins combien, réciproquement, ils peuvent rendre de services à l'astronomie pour améliorer cet étalon de temps.

L'impossibilité où nous nous trouvons de faire coïncider deux intervalles de temps successifs nous oblige à passer, pour les comparer, par un intermédiaire, le mouvement uniforme. Mais celui-ci se définissant le mouvement d'un mobile qui parcourt des espaces

Digitized by Google

égaux dans des temps égaux, il est clair qu'il nous est impossible de reconnaître un mouvement uniforme avant d'avoir défini ce qu'on entend par temps égaux. On ne peut sortir de ce cercle vicieux qu'en posant arbitrairement qu'un mouvement donné est uniforme, c'est-à-dire une représentation matérielle idéale du déroulement continu de la Durée dans lequel notre esprit fait flotter toute chose.

Jusqu'ici on a eu recours à la rotation de la Terre sur elle-même. L'inertie considérable du mobile permettait de supposer raisonnablement que son mouvement possédait la régularité désirée, et l'expérience montrait qu'un très grand nombre de phénomènes physiques stables se reproduisaient en synchronisme avec ce mouvement fondamental.

On constate cependant que ce mouvement terrestre est affecté de variations périodiques, celles qui sont dues à la Lune par exemple, mais il est facile de les éliminer par le calcul. Ces corrections restent petites d'ailleurs, et de l'ordre du centième de seconde, et ne troublent guère les observations astronomiques qui sont loin d'atteindre cette précision. Seules en effet des séries d'observations nombreuses et répétées dans un court intervalle de temps, permettent d'atteindre, *en moyenne*, une précision de quelques centièmes, avec les instruments astronomiques les plus modernes.

Le nombre de données entrant dans ces moyennes a été augmenté par la généralisation de l'emploi des pendules à pression constante dont la régularité de marche est telle qu'on peut, grâce à elles, comparer des observations astronomiques à plusieurs jours d'intervalle. Il reste cependant que l'étalon de temps, le jour sidéral, ne peut être défini qu'à quelques centièmes de seconde près, c'est-à-dire avec une précision de l'ordre du demi millionième.

La Radiotélégraphie, en permettant la comparaison des pendules à distance, et par le fait même, la comparaison des observations astronomiques faites dans tous les observatoires du globe, apporte déjà à l'astronomie un précieux concours : on entrevoit le jour où les erreurs dues aux conditions locales pourront être éliminées, et où toutes les pendules du Monde pourront concourir à la conservation de l'heure par une pendule idéale, moyenne de toutes les pendules individuelles. Mais il restera pour progresser beaucoup, des obstacles d'ordre astronomique qu'il semble bien difficile de surmonter, et nous devrons sans doute encore longtemps nous contenter d'un étalon fondamental mal défini.

Quoi qu'il en soit on peut affirmer qu'aujourd'hui, toute détermination de durée au dix-millionième, est dénuée de sens.

Digitized by Google

Nous allons voir qu'on est loin d'atteindre cette précision dans les mesures courantes.

Pour subdiviser le jour sidéral en effet, on a recours aux pendules dont les oscillations sont généralement traduites par des contacts électriques, établis au moment de chaque passage par la verticale. Ce procédé très pratique, puisqu'il permet la comparaison immédiate avec tous les phénomènes qu'on peut traduire, eux aussi par des courants électriques, fait perdre par ailleurs énormément de précision, comme il est facile de s'en rendre compte : Si on veut en effet, que le pendule ne soit pas troublé dans son oscillation, on ne peut lui demander qu'un effort extrêmement réduit pour soulever la lame de contact. Cette opération pourrait être faite par exemple par un rouage de la pendule qui aurait un centimètre de diamètre, et qui, faisant un tour par minute, porterait 60 dents; c'est dire qu'une irrégularité d'un centième de millimètre dans la taille du rouage entraînerait une erreur d'un centième de seconde. En réalité les dispositifs d'échappement qui donnent à la roue un mouvement discontinu et une vitesse maxima au moment du contact, augmentent un peu la précision, mais il est difficile de pousser celle-ci au delà de quelques millièmes de seconde, et nous sommes par suite très loin de réaliser pratiquement l'étalon secondaire avec exactitude. Pour ne pas perdre de précision dans la subdivision du jour sidéral, il faudrait en effet, que les battements du pendule soient repérables à 10^{-7} seconde près, puisqu'il y a près de 10^{-5} secondes dans un jour et que celui-ci est déterminé à 10^{-2} seconde près.

Ajoutons encore, pour terminer notre procès, que les pendules sont d'excellents instruments en comparaison des chronographes qui doivent finalement nous permettre la comparaison des phénomènes au mouvement terrestre. Il est difficile en effet, d'entraîner le papier sur lequel se fera l'enregistrement avec une régularité suffisante dans un intervalle de temps assez grand, et avec une vitesse telle qu'on puisse apprécier des fractions très petites de la seconde. Il faut avoir recours à un autre intermédiaire, qui subdivise la seconde en fractions plus petites, et qui enregistre sur le papier des repères équidistants assez rapprochés pour qu'on puisse supposer les déformations linéaires dans l'intervalle de ces repères. On utilise des diapasons entretenus électriquement, qui, moyennant quelques précautions, conservent pendant un temps assez long une période suffisamment constante. Grâce à eux, on pourrait gagner un peu de précision en relevant la position du phénomène étudié non plus par

Digitized by Google

rapport aux secondes immédiatement encadrantes de la pendule, mais par rapport à une série de secondes assez longue. On éliminerait ainsi une partie des irrégularités des contacts.

Mais le relevé des vibrations de diapason, et des fractions de vibration, leur évaluation en temps deviennent un travail considérable qui fait réserver l'emploi de cette méthode aux mesures spéciales pour lesquelles on ne craint pas de perdre beaucoup de temps.

Bref, si on veut faire progresser les mesures de durée, il faut d'abord améliorer les garde temps, en les débarrassant des contacts électriques, perfectionner les instruments de mesure et les rendre d'un emploi plus pratique, enfin il faudra perfectionner les méthodes d'observation astronomique. Nous allons examiner quelques efforts accomplis dans ce sens.

Suppression des contacts dans les pendules astronomiques.

On connaît le procédé mis au point par M. Jouaust et ses collaborateurs pour supprimer les contacts des pendules de précision; il

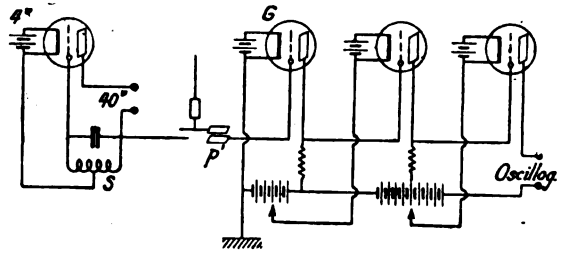


Fig. 1.

consiste essentiellement à disposer un miroir sur le pendule de façon à éclairer à chaque oscillation une fente placée devant une cellule photoélectrique. Le courant produit ainsi, amplifié, est enregistré par un chronographe. Les Américains ont employé également un procédé analogue, en disposant la fente sur le pendule lui-même qui démasque ainsi à chaque seconde une lampe placée en face de la cellule.

J'ai réalisé par ailleurs un autre dispositif [1]: on fixe à l'extrémité du pendule une pièce isolante dans laquelle sont encastrées un fil et une plaque reliés entre eux (fig. 1). Immédiatement au-dessous sont disposés un fil et une plaque semblables reliés respectivement à un

(1) *Journal des Observateurs*, vol. XI, n° 12, p. 205, 15 déc. 1925.

Digitized by Google

émetteur radioélectrique oscillant sur une longueur d'onde quelconque comprise entre 100 et 600 mètres, et à un récepteur apériodique. A chaque oscillation le pendule établit une liaison par capacité entre l'émetteur et le récepteur; celui-ci reçoit un choc qui peut être très court, si les fils sont suffisamment fins (1/10 mm.).

On peut avoir facilement 10 milliampères de variation pour le

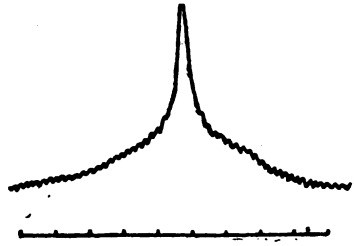


Fig. 2. — Oscillogramme d'un passage à la verticale du pendule libre radioélectrique ; chaque division représente 1 centième de seconde

courant de plaque du troisième étage du récepteur, ce qui est plus que suffisant pour obtenir de très bons enregistrements.

Ce dispositif est rendu très pratique par le fait qu'il n'y a aucun réglage à faire, et qu'il peut fonctionner sans surveillance pendant

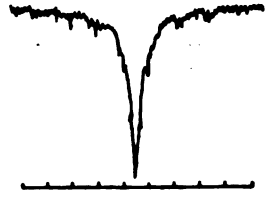


Fig. 3. — Réception par superhétérodyne d'un passage de pendule radioélectrique à la verticale.
Emetteur 300 watts $\lambda = 30$ mètres.

des journées entières; les variations de longueur d'onde de l'émetteur n'ont aucune influence sur le récepteur.

Si on voulait transmettre à distance les battements de la pendule, on pourrait utiliser un autre montage en reliant la plaque fixe, non plus au récepteur, mais à la terre, et en accordant l'oscillateur sur une longueur d'onde plus courte, 30 mètres par exemple. Le passage du pendule à la verticale provoque alors une variation de capacité du circuit oscillant, suffisante pour changer la longueur d'onde émise pendant un temps très court, et on obtient des signaux rythmés, aussi brefs qu'on le veut.

Digitized by Google

Ces différents dispositifs réalisent un progrès notable au point de vue de la précision obtenue dans la mesure de durée des oscillations de pendules; ils permettent d'obtenir des repères rigoureusement équidistants qu'on peut enregistrer avec une précision de l'ordre du dix-millième de seconde (fig. 2). A ce point de vue on peut dire que l'on gagne, sur le procédé des contacts, presque deux décimales.

Méthodes de mesure. — Chronographe.

On peut étudier les pendules à contacts par deux procédés classiques qui donnent une précision presque égale, à l'oreille par la méthode des coïncidences, ou par enregistrement.

L'oreille qui permet d'apprécier la simultanéité de deux sons avec une précision du centième de seconde, ne saurait nous donner au-

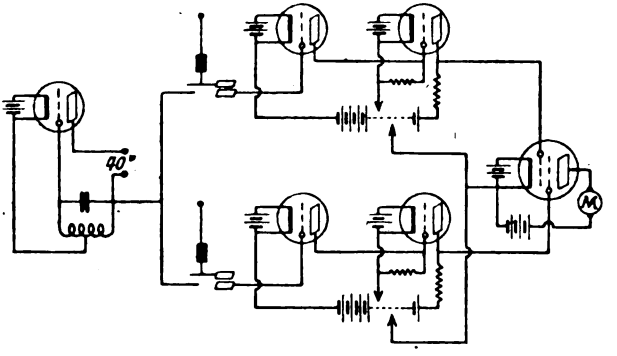


Fig. 4.

cune indication au millième, et à plus forte raison au dix millième. Un artifice permet cependant d'utiliser la méthode des coïncidences avec les pendules sans contacts sans perdre trop de précision. Supposons qu'on fasse agir les deux pendules à comparer sur les deux grilles d'une lampe bigrille, de telle sorte qu'ils rendent ces grilles positives au moment du passage par la verticale (Fig. 4); on ne notera de courant de plaque qu'au moment de la coïncidence des deux pendules, et le simple examen du milliampèremètre de plaque peut nous donner l'instant de cette coïncidence avec une très grande précision, si les actions des pendules sur les grilles ne durent qu'un temps très court, et si les deux pendules ne se décalent l'un par rapport à l'autre que d'une très petite fraction de seconde à chaque battement. J'ai pu, avec le dispositif radioélectrique décrit plus haut faire des comparaisons dont la précision était de l'ordre du dix-

Digitized by Google

millième de seconde sans difficulté. Notons encore qu'au lieu de comparer deux pendules, on pourrait de même comparer une pendule et des signaux horaires dont le rythme serait très voisin de la période du pendule.

Cependant, comme avec les pendules à contacts, l'enregistrement

Fig 5 Représentation schématique des potentiels de grilles et du courant de plaque (en noir), au moment de la coïncidence des pendules.

est, au moins dans les installations fixes, plus commode et donne plus de précision. Malheureusement les chronographes d'usage courant, susceptibles de donner une haute précision sont d'emploi coûteux, et pour les raisons dites au début de cet article, difficilement utilisables; aussi ai-je jugé utile d'établir un nouveau type adapté à

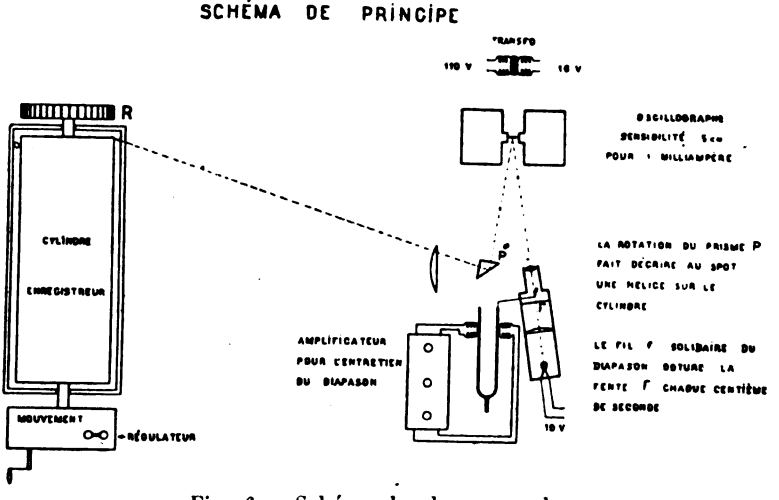


Fig 6 — Schéma du chronographe

ce genre de travail et permettant surtout des relevés très rapides des enregistrements. Comme il pourrait être utile dans des recherches radio-télégraphiques, j'en donnerai ici une description sommaire bien qu'il ait déjà été présenté en détail dans une autre publication (1).

L'enregistrement est photographique; il se fait sur un cylindre de 20 cm. de diamètre et de 40 cm de long, qui tourne à une vitesse de

(1) *Journal des Observateurs*, vol. XII, n° 8, page 137, 15 août 1929.

Digitized by Google

2 tours par seconde, ce qui représente une vitesse périphérique de 120 cm environ par seconde. La vitesse est maintenue suffisamment

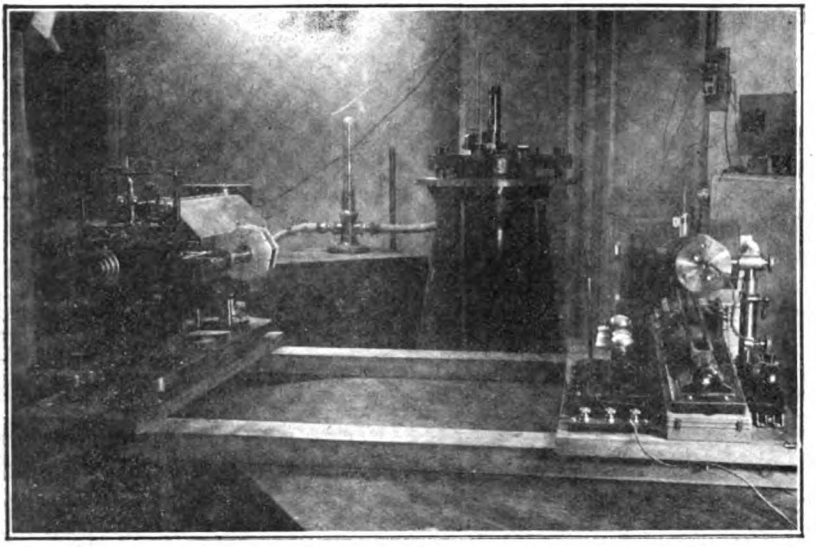


Fig. 7. — Vue d'ensemble du chronographe.

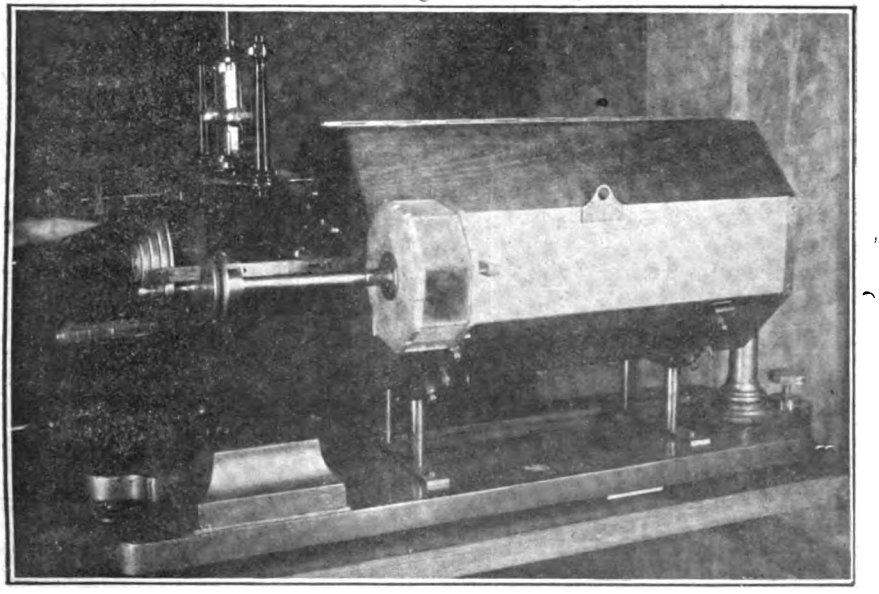


Fig. 8. — Cylindre enregistreur.

constante par un régulateur centrifuge ordinaire. Au lieu de donner au cylindre un mouvement de translation dans le sens de son axe,

Digitized by Google

ce qui augmenterait par trop l'encombrement et nécessiterait un mouvement très énergique, c'est le spot lumineux qui est dévié d'une façon continue par un prisme mis en rotation par un mouvement d'horlogerie auxiliaire. On peut faire tracer ainsi au spot une hélice de pas réglable, dont la longueur totale peut atteindre 60 mètres, sur un papier photographique de dimensions raisonnables (60 × 40).

L'oscillographe est du type Blondel; son équipage mobile est

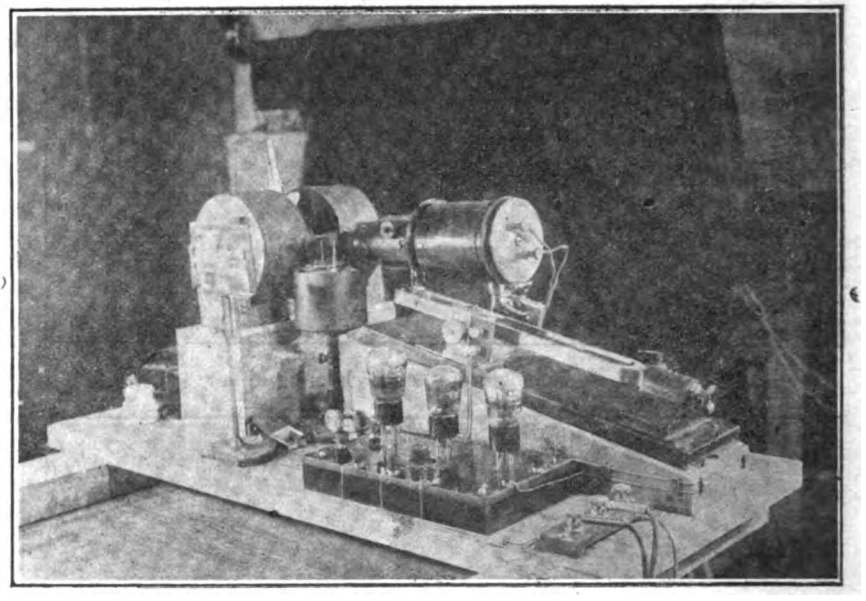


Fig. 9. — Détails des dispositifs optiques et électriques

constitué par deux fils tendus, entre lesquels est collé un petit miroir d'un millimètre carré. Le champ magnétique est produit par un fort électro aimant dont l'entrefer est aussi réduit que possible, et qui prend suivant le cas 0,2 ampère sous 110 volts ou 1 ampère sous 20 volts. La sensibilité est de l'ordre de 6 cm de déviation du spot à un mètre par milliampère, et la période propre inférieure au millième de seconde; l'amortissement est assuré par un bain d'huile dans lequel plonge tout l'équipage mobile.

Le spot est formé par une lentille cylindrique qui condense en un point l'image d'une fente éclairée par une simple lampe d'automobile.

L'originalité de l'instrument consiste dans la manière dont on obtient une rotation régulière du cylindre : un fil porté par un diapa-

Digitized by Google

son vient obturer la fente pendant un temps très court à chaque centième de seconde. En tournant le prisme au maximum, on fait tomber l'image de ce fil sur une roue dentée montée sur l'axe du cylindre, et portant 50 dents. Cette image est ainsi observée par stroboscopie et il est facile de régler la vitesse du cylindre de façon que le fil paraisse immobile; le cylindre fait alors exactement deux tours en 100 vibrations du diapason. Sur l'enregistrement, on retrouve alors les interruptions de lumière qui servent de repères sur les mêmes génératrices du cylindre, de 50 en 50, ce qui en rend la numération très rapide : on lit les centaines de vibrations en ordon-

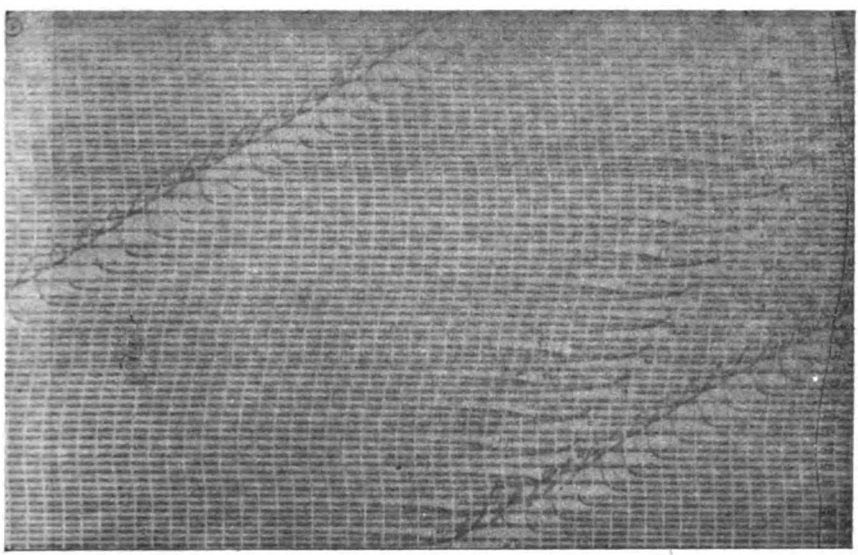


Fig. 10
Comparaison d'un Pendule libre et d'une pendule Riefler à pression constante.

nées et les unités en abscisses (fig. 10). De plus, la vitesse de rotation étant toujours la même d'une expérience à l'autre, la longueur qui représente sur l'enregistrement un centième de seconde est toujours la-même et peut être subdivisée à l'aide d'une règle appropriée.

Les lectures, faites ainsi en centièmes de vibration de diapason sont ensuite transformées en dix-millièmes de seconde par addition d'une correction très petite, qui dépend de la période du diapason, qui doit être mesurée de temps en temps.

La figure 10 représente une demi minute d'enregistrement des

Digitized by Google

contacts d'une pendule à pression constante, en comparaison avec les passages à la verticale d'un pendule libre muni du dispositif radioélectrique; les points où le spot brusquement dévié par le contact

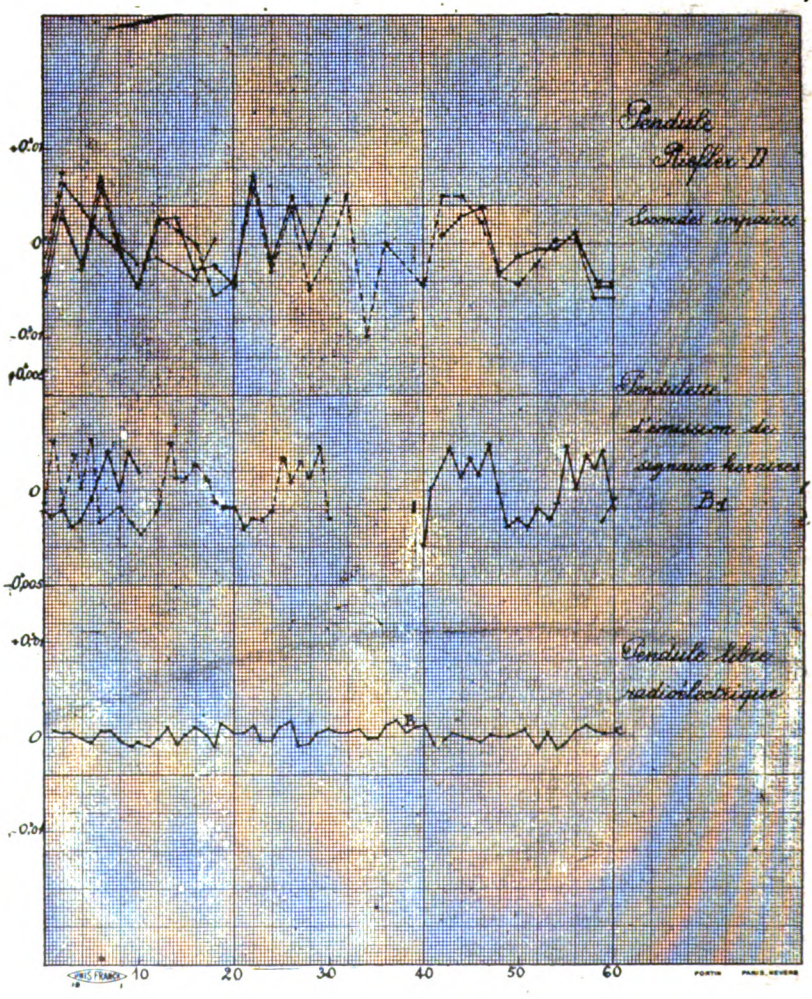


Fig 11.

de la pendule, disparaît, est indiqué par un numéro; on voit immédiatement combien le pendule libre est plus régulier.

Les résultats d'un étude systématique de diverses pendules à pression constante ont été publiés ailleurs. Signalons ici seulement ce qui a trait aux signaux horaires : Si on enregistre une minute de la pendulette chargée d'établir les contacts commandant la manipu-

Digitized by Google

lation de la Tour Eiffel et de Bordeaux, on constate que les différentes secondes n'ont pas la même longueur. Elles présentent des irrégularités très petites, de l'ordre du millième de seconde, autour d'une variation périodique très nette, de 6 millièmes d'amplitude, et de période égale à 12 secondes.

Sur le graphique 11 on a porté en abscisses les différentes secondes d'une minute et en ordonnées les irrégularités des intervalles entre 2 contacts consécutifs; on remarquera dans les premières secondes de la minute que deux courbes, provenant de deux études successives ne se recouvrent pas, mais se trouvent décalés; ce fait s'explique aisément : L'irrégularité périodique des signaux provient d'un défaut de taille du rouage qui appuie sur la lame de contact et qui de fait porte 6 dents. Or la pendulette émet 61 battements par minute et la roue se trouve par suite décalée d'une dent par rapport au signal correspondant de la minute précédente.

En remarquant que les signaux français sont décalés d'un nombre entier d'heures et que par suite, entre les débuts de deux séries consécutives, la roue de la pendulette a fait un nombre entier de tours (elle se retrouve en phase toutes les 12 minutes et par suite toutes les heures). On voit que c'est toujours la même dent de cette roue qui émet le premier signal, et on pourrait donc affecter chaque signal d'un correctif, toujours le même, à condition bien entendu que la pendulette ne soit pas arrêtée entre les émissions, et continue à battre exactement 61 battements par minute de temps moyen.

Si ces conditions ne sont pas remplies, il semble illusoire de chercher à déterminer par des moyennes d'un grand nombre de séries de signaux horaires la correction systématique de la pendulette pour chacun des signaux de la minute; d'une minute à l'autre ce n'est plus la même dent du rouage qui déclanche le signal, et la moyenne élimine par conséquent une des plus importantes sources d'erreurs pour ne laisser que des erreurs accidentelles beaucoup plus petites (1).

Conclusion. — On voit combien il reste de progrès à accomplir dans la technique des mesures des durées. Si imparfaite que soit la définition du jour sidéral, on est loin de pouvoir l'utiliser avec toute la précision désirable, faute d'étalons secondaires assez parfaits. Les

(1) M. Stoyko, dans son importante étude sur ce sujet, ne semble pas avoir tenu compte de ce point. Bulletin horaire, Tome n° 50. On retrouve pourtant dans les nombres qu'il a publiés, la même période de 12 secondes.

Digitized by Google

pendules à contacts, si soignées qu'elles soient, gardent presque le centième de seconde d'un jour à l'autre, mais ne donnent qu'une précision du même ordre d'une seconde à l'autre, ce qui représente une erreur relative près de 10^5 fois plus grande. Quant aux diapasons, il est impossible jusqu'ici d'assurer une constance supérieure au cent millième, et encore faut-il qu'ils soient en invar, et qu'on ait soin de leur imposer une amplitude constante.

Les pendules sans contacts nous permettent d'obtenir une précision plus grande mais restent sujets à des causes d'erreurs importantes (variations d'amplitudes) qui empêcheront sans doute longtemps d'obtenir une précision très supérieure.

Des recherches récentes sur les oscillations de fibres de quartz dans un vide très élevé nous font espérer que des vibrations élastiques, indépendantes de l'amplitude et de la gravité, sous certaines conditions, nous permettront d'atteindre à de meilleurs résultats. Dès à présent nous disposons M. Holweck et moi, de diapasons vibrant librement pendant des heures entières avec une constance supérieure à celle des meilleurs diapasons métalliques. Il est probable qu'on peut faire beaucoup mieux et nous pensons pouvoir revenir bientôt sur ce sujet.

En terminant, je tiens à témoigner ma reconnaissance à M. Edouard Belin et ses ingénieurs du précieux concours qu'ils m'ont apporté pour la réalisation des pendules et du chronographe, et de l'aide si cordiale que j'ai reçue dans toutes les expériences. Je dois aussi remercier M. Lambert et M. Colnel qui m'ont toujours fait à l'observatoire de Paris le meilleur accueil.

P. Lejay.

Digitized by Google

LA PHOTOTÉLÉGRAPHIE D'AMATEUR (1)

par R. MESNY

Si l'on se place, sans connaissances techniques spéciales, devant le problème de la transmission des images, on pense naturellement à leur transmission telle quelle, c'est-à-dire à la reproduction simultanée à distance d'un ensemble continu de points qui devront se retrouver dans le même ordre et avec les mêmes teintes qu'ils ont naturellement. En examinant tous les procédés de reproduction des images, la photographie y compris, on reconnaît sans peine qu'il est possible de remplacer cet ensemble continu par un ensemble discontinu de points susceptibles de fournir à l'œil l'impression désirée.

A tous ceux qui connaissent les procédés actuellement en usage, cette reproduction simultanée paraît une utopie et cependant, si l'on réfléchit un instant à la transmission de la musique, on reconnaît que celle-ci résout un problème de même espèce. Un orchestre de 100 musiciens représente un ensemble de plusieurs centaines d'éléments sonores et la transmission simultanée de ces éléments est réalisée par la radiophonie : l'onde porteuse arrive au récepteur modulée à toutes les fréquences qui correspondent aux notes fondamentales des instruments et à leurs harmoniques. Un nombre considérable de paramètres sont donc reproduits simultanément à distance.

Il ne serait pas très difficile de transmettre de la même façon sur une même onde porteuse une série de modulations distinctes correspondant à quelques milliers de points choisis pour définir une image ; mais des difficultés actuellement insurmontables se présenteraient à la réception quand il s'agirait de trier toutes ces modulations et de faire correspondre à chacune d'elles, ou à chaque groupe d'un certain nombre d'entre elles, les points lumineux qui reproduiraient ceux de l'image originale. L'œil est un organe infiniment plus subtil que l'oreille, mais il a des exigences qui le rendent plus difficile à servir.

(1) Communication faite à la séance commune de la Société des Amis de la T.S.F. et de la Société des Électriciens, le samedi 2 mars 1929.

Digitized by Google

En présence de cette impossibilité, on choisit alors un paramètre supplémentaire qui arrange tout, la phototélégraphie comme le reste des affaires humaines : le temps. Grâce à son concours, le nombre considérable de variables dont nous parlions peut se réduire à deux : le temps et l'amplitude des oscillations transmises sur une fréquence unique. L'image à transmettre est encore décomposée en un grand nombre de points et ceux-ci sont transmis successivement, l'intensité de la teinte de chaque point donnant naissance à une amplitude plus ou moins grande des oscillations transmises.

L'image est donc découpée en une série de petites tranches dont la largeur est une fraction de millimètre et toutes ces tranches, elles-mêmes décomposées en une série de petits traits très courts, sont passées les unes à la suite des autres.

Transmission d'un point. — Pour pénétrer plus avant dans les procédés mis en œuvre, nous examinerons d'abord le mécanisme de la transmission d'un seul point; il s'agit, en somme, de traduire un phénomène lumineux en phénomène électrique; on utilise pour cela les cellules photoélectriques.

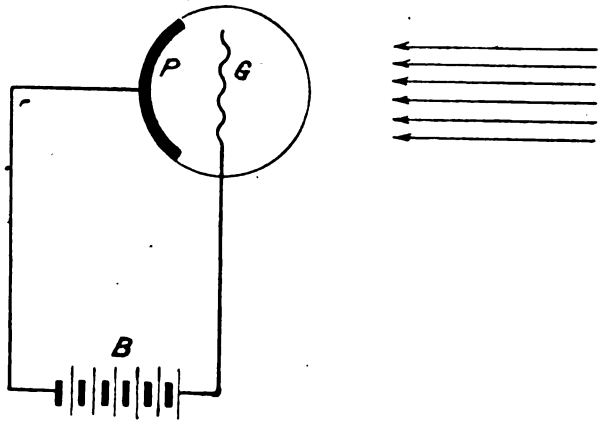


Fig. 1.

On sait que certains corps, exposés à l'action de la lumière, émettent des électrons, le potassium par exemple. Or on a constitué, grâce à eux, un petit appareil très simple dont les applications prennent chaque jour une importance croissante.

Dans une ampoule de verre (fig. 1) où l'on a fait un vide presque absolu, une couche de potassium est déposée sur une partie P de la

Digitized by Google

paroi; en face de cette partie, on a conservé la transparence du verre pour pouvoir produire l'éclairement du potassium ; au milieu de l'ampoule se trouve un fil ou une grille métallique C et deux connexions extérieures établissent un contact d'une part avec cette grille, d'autre part avec la couche de potassium. Si entre ces connexions on place une pile de tension convenable (150 à 200 V dans notre cas), dont le pôle négatif soit réuni au potassium, on voit qu'un courant circulera dans les fils extérieurs chaque fois que la cellule sera éclairée. Ce courant sera fonction de l'éclairement et, en choisissant convenablement les conditions de fonctionnement, les valeurs de ces deux éléments seront proportionnelles. Si donc on place, en face de la cellule, un seul point éclairé de l'image à transmettre, on recueillera un courant d'autant plus fort que la teinte de ce point sera plus claire, maximum pour un point blanc, nul pour un noir absolu.

Dans la disposition employée (fig. 2) l'image est enroulée sur un

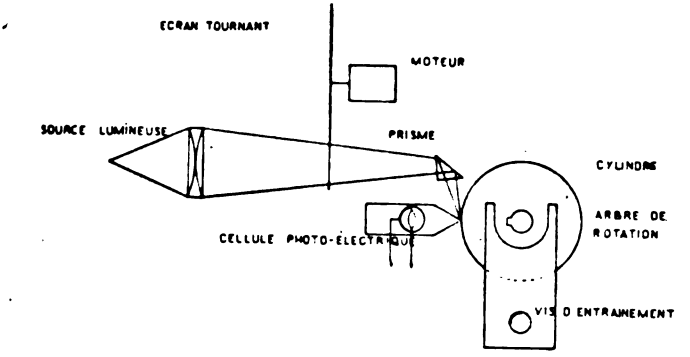


Fig 2.

cylindre ; une source lumineuse constituée par une lampe à filament très ramassé éclaire fortement une petite région de ce cylindre ; un système optique convenable y produit l'image du filament.

En face de cette région et tout près d'elle, on place un microobjectif qui envoie sur la cellule placée dans une boîte close un faisceau lumineux. Ce faisceau est limité avant son entrée dans la cellule par un diaphragme dont les dimensions sont déterminées de façon que la lumière ne provienne que d'une portion bien définie de la région éclairée. Dans le cas des appareils que nous décrivons, cette portion est un petit cercle d'un diamètre de 0,25 mm ; c'est

Digitized by Google

ce petit cercle qui constitue par conséquent l'élément de décomposition du document à transmettre.

Le courant qui circule dans la cellule et ses connexions est extrêmement faible, de l'ordre du centième ou du dixième de microampère et, pour l'utiliser, il est nécessaire de l'amplifier jusqu'à obtenir une dizaine de milliampères environ. Or, il est très difficile de réaliser de grosses amplifications des courants continus ou lentement variables tels que ceux auxquels donneraient lieu les dispositions précédentes ; on emploie alors un artifice : on interrompt périodiquement la lumière qui éclaire le point de l'image et on transforme le courant continu en courant alternatif. C'est le rôle du disque perforé indiqué comme « écran tournant » sur la figure 2.

Exploration du document. — Nous possédons maintenant le moyen d'émettre un courant électrique qui traduira rigoureusement les variations d'éclairement des divers éléments du document à transmettre. On voit que pour « passer » tous les points de l'image, il suffira d'animer le cylindre de la figure 2 d'un mouvement hélicoïdal ; plus le pas sera fin, plus la trame sera serrée. Les appareils Belin du type professionnel emploient un pas de 0,17 mm., ceux du type amateur un pas de 0,25 mm. ; le pas des appareils type Fulton est de 0,4 mm. Nous reviendrons plus loin sur le mécanisme produisant le mouvement hélicoïdal.

Vitesse de transmission. — Il y a lieu de remarquer en passant que, comme nous l'avons dit plus haut, l'hélice tracée sur le cylindre n'est pas constituée par une ligne lumineuse continue ; elle est décomposée en une série de petits traits par le mécanisme de la lumière interrompue. Il en résulte que le courant qui doit alimenter la ligne de transmission ou le poste de T.S.F. est un courant modulé deux fois, d'abord à la fréquence de rupture de la lumière, ensuite à la cadence, beaucoup plus lente, du passage des blancs et des noirs du dessin. La fréquence de rupture est généralement de l'ordre de 1.000 à 1.500 p:s ; on conçoit que, cette fréquence étant donnée, la durée de l'exploration totale, en résulte ; la finesse de la trame dépend en effet du rapport de cette fréquence à la vitesse de rotation du cylindre. Or, quand on fait des transmissions sur lignes, cette fréquence est limitée ; on sait, en effet, qu'une ligne donnée n'est susceptible de transmettre convenablement que des fréquences comprises entre des valeurs déterminées, la limite supérieure, dite fréquence de coupure étant le plus souvent voisine de 2.000 p:s.

Il existe donc une limite inférieure pour la durée de la transmis-

Digitized by Google

sion sur lignes d'une image de surface donnée, et cela, quel que soit le système employé (1).

Dans les radiotransmissions, aucune considération de ce genre n'intervient et la durée de passage d'une épreuve pourrait être réduite à une fraction de minute. Cependant pour atteindre de telles valeurs, il faudrait avoir recours à une mécanique de haute précision incompatible avec du matériel d'amateur et la durée à laquelle on s'est arrêté dans les appareils Belin pour la transmission d'une image de 14 × 10 cm est de 5 minutes et demie.

Liaison à l'émetteur de haute fréquence. — Quand on fait une transmission d'image sur ligne, on envoie tout simplement le courant alternatif amplifié sur la ligne au moyen d'un transformateur approprié ; pour une radiotransmission, on utilise ce courant pour moduler l'onde porteuse. Il suffit de remplacer le microphone d'une installation radiotéléphonique ordinaire par un transformateur convenable.

Principe de la réception. — Au poste récepteur, on reçoit le courant de fréquence musicale modulé par l'image ; dans le cas des radiotransmissions, ce courant est reçu exactement comme la musique ou la parole, avec les mêmes appareils. Il s'agit alors de faire la transformation inverse de celle que l'on a réalisée à l'émission et d'enregistrer les variations de ce courant en les traduisant en variations de teintes.

Plusieurs dispositifs sont utilisés pour obtenir ce résultat dans les appareils de professionnels, ils sont basés sur l'emploi du phénomène de Kerr dans certains liquides, d'oscillographes (2), ou de lampes à gaz dont l'éclairement peut suivre instantanément les variations de leur tension d'alimentation. Dans les appareils d'amateurs, on a recours à un effet électrochimique. Le courant à traduire est amené par un fin stylet sur le papier préalablement trempé dans une dissolution convenable, susceptible d'être décomposée avec

(1) La fréquence de la rupture de la lumière n'est pas seule à considérer pour connaître la bande nécessaire au passage d'une épreuve. La modulation produite par les variations de teinte est relativement très lente et ne nécessiterait qu'une bande très étroite ; mais toute photographie comporte un certain nombre de passages brusques d'une teinte donnée à une teinte très différente et on démontre que les phénomènes transitoires qui résultent de ces passages sont équivalents à l'existence d'un spectre continu de fréquences s'étendant de zéro à l'infini. La bande pratiquement nécessaire dépend de la vitesse de transmission ; dans le cas actuel elle est d'environ 1 000 périodes.

(2) Ogloblinski (G). — Derniers progrès de la transmission belinographique, *Onde électrique*, octobre 1928, 446-456.

Digitized by Google

coloration. Les variations d'intensité de cette coloration suivent naturellement celles du courant. En enroulant le papier sur un cylindre identique à celui de l'émission auquel on donne le même mouvement hélicoïdal, on reproduit naturellement l'image transmise.

Dans les bélinographes, on fait généralement usage de la solution suivante :

Eau	300 gr
Nitrate d'ammonium	100 —
Ferrocyanure de potassium	5 —
Glycérine	60 —

qui donne des images bleues comme le papier photographique au prussiate (1).

Il y a lieu de remarquer que l'effet d'électrolyse ne peut être obtenu que si le courant qui traverse le papier conserve toujours le même sens; il est donc nécessaire de redresser le courant alternatif qui sort normalement du récepteur radiotéléphonique. L'intensité du courant redressé dépend de la solution et du papier employés ; comme elle peut atteindre une valeur assez élevée (10 à 15 milliampères) le redresseur comporte une lampe amplificatrice basse fréquence, suivie de deux redresseuses montées symétriquement (fig. 3).

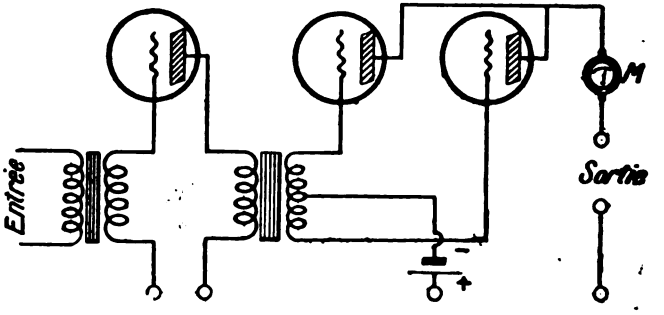


Fig. 3.

Synchronisme. — Il est évidemment indispensable que les deux cylindres d'émission et de réception tournent en synchronisme parfait. Cette condition très importante est peut-être la plus difficile à réaliser.

(1) En ajoutant à cette solution 10 grammes d'acide pyrogallique on peut obtenir des teintes variant entre le vert foncé et la couleur sépia. La teinte obtenue dépend du temps pendant lequel on a laissé sécher l'épreuve avant lavage.

Digitized by Google

La première idée qui vient à l'esprit pour atteindre ce but est d'entraîner le cylindre de réception par un mouvement d'horlogerie ou un moteur électrique dont on réglerait la vitesse à la valeur voulue ; il est facile de voir qu'un tel procédé serait beaucoup trop grossier. Supposons en effet, que l'on ait tracé sur l'image à transmettre une droite qui soit parallèle à l'axe du cylindre lorsque cette image est enroulée. Un point A de cette ligne sera reproduit en *a* à la réception (fig. 4) le point suivant B de la même ligne ne sera

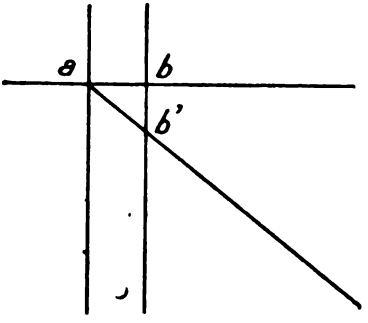


Fig. 4.

reproduit à saplace normale *b* que si les deux cylindres font *exactement* un tour dans le même temps. Nous avons dit que le pas d'avancement des cylindres est de 0,25 mm dans les belinographes ; si le point *b* est décalé de 0,25 mm et vient en *b'*, on voit que la ligne AB parallèle à l'axe dans l'image à transmettre deviendra dans l'image transmise une ligne inclinée de 45°. Or, la circonférence des cylindres a une longueur de 157 mm ; une différence de vitesse de $\frac{0,25}{157} = \frac{1}{628}$ remplacera donc une ligne horizontale de l'original par une ligne inclinée de 45°. Sur la largeur totale du document, qui est de 100 mm, la déviation de la ligne sera de 100 mm. Comme on ne peut admettre plus de 1 ou 2 mm, de déviation, il faudrait réaliser l'égalité des vitesses de rotation avec une approximation de l'ordre de $\frac{1}{50,000}$.

Synchronisme direct. — Dans le cas général, un tel résultat ne peut s'obtenir qu'avec des dispositions mécaniques de très haute précision ; cependant, la difficulté a été tournée très simplement pour le cas où l'émetteur et le récepteur se trouvent placés dans

Digitized by Google

une région où les secteurs de distribution électrique sont interconnectés. On entraîne le cylindre de l'émetteur et celui du récepteur par des roues phoniques, petits alternateurs synchrones recevant leur énergie directement du secteur : la synchronisation est alors automatique. De telles régions ne sont pas exceptionnelles et elles s'étendent en France de plus en plus ; la plus grande partie du Sud-Ouest en particulier est dans ce cas.

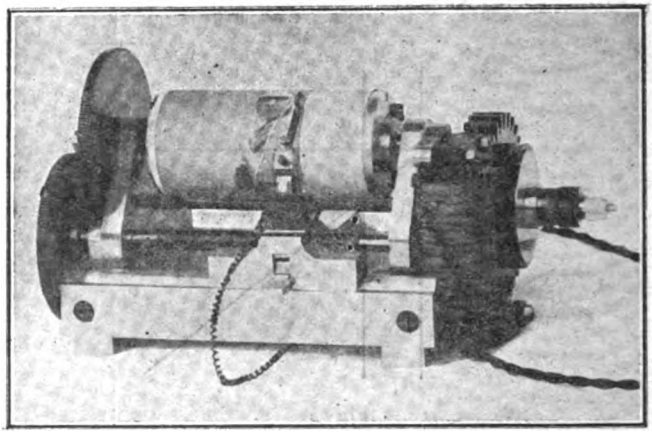


Fig 5.

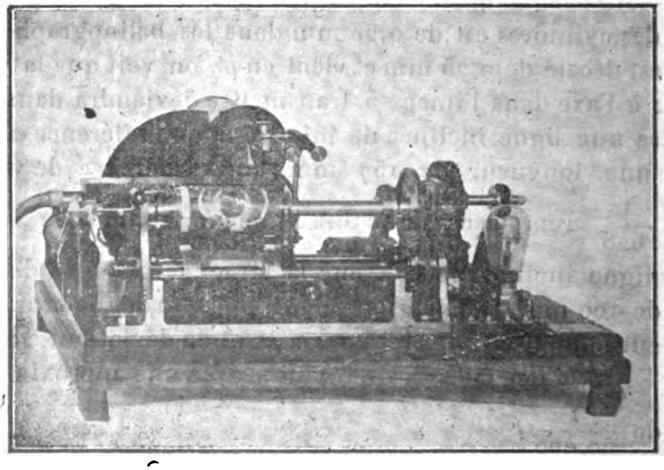


Fig. 6.

La photographie de la figure 5 représente un récepteur synchronisé directement par une roue phonique. Celle-ci se trouve tout à fait sur la droite.

Digitized by Google

Sur la photographie de la fig. 6, on peut voir à droite également, la roue phonique d'entraînement de l'émetteur.

Synchronisation à arrêt. — Quand la transmission doit se faire entre deux points n'appartenant pas au même réseau, on peut alimenter les roues phoniques au moyen de générateurs à lampes, entretenus par des diapasons que l'on a réglés à la même fréquence ; mais en raison de la précision extrême d'un tel réglage, on conçoit qu'il ne puisse convenir qu'à des appareils de professionnels. On emploie alors un procédé tout différent dont le principe consiste à éviter l'accumulation des écarts qui résultent, à chaque tour, des petites différences dans la durée de ces tours.

Le tambour d'émission tourne d'un mouvement uniforme — 70 t mn environ — sous l'impulsion d'une roue phonique alimentée par le secteur. Quant à celui de réception, il est entraîné par un mouvement d'horlogerie analogue à celui d'un phonographe et un dispositif automatique arrête ce cylindre à chaque tour dans une position bien déterminée, d'où il repart au bout d'un instant très court sous l'influence d'un signal bref lancé par l'émetteur.

Dans ces conditions, le cylindre de réception repart à chaque tour exactement de la même position au moment où celui d'émission se trouve aussi dans la même situation ; la ligne de départ au moins est correctement reproduite et si le mouvement d'horlogerie est assez précis pour conserver toujours la même vitesse, tous les traits parallèles à l'axe sur l'original le seront également sur la reproduction.

Il est clair que le cylindre de réception s'arrêtant à chaque tour, sa vitesse de rotation devra être un peu supérieure à celle du cylindre d'émission ; les images seront un peu allongées si l'on n'y apporte pas remède par une déformation voulue en sens inverse, en donnant par exemple un diamètre un peu plus grand au cylindre d'émission. Cependant l'arrêt du récepteur peut être tellement réduit que cette déformation devienne négligeable. Il faut d'ailleurs remarquer que cet artifice de l'arrêt, s'il diminue beaucoup la précision à demander au synchronisme, exige cependant l'emploi de très bons mouvements d'horlogerie et d'une mécanique très soignée. Si la vitesse de rotation varie seulement de $\frac{1}{300}$ dans les différents tours du cylindre, dans un sens ou dans l'autre, on voit en effet, qu'une ligne droite de l'image pourra se traduire sur la reproduction par une ligne présentant des sinuosités d'une amplitude de 1 mm ; puisque la circonférence vaut environ 150 mm.

Digitized by Google

S'il s'agissait de vitesses moyennes, une précision de $\frac{1}{300}$ serait aisée à obtenir; c'est le cas d'un pendule qui avance ou retarde de 5 minutes par jour. Mais ici il s'agit des vitesses comparées des tours successifs et le problème devient beaucoup plus délicat à résoudre.

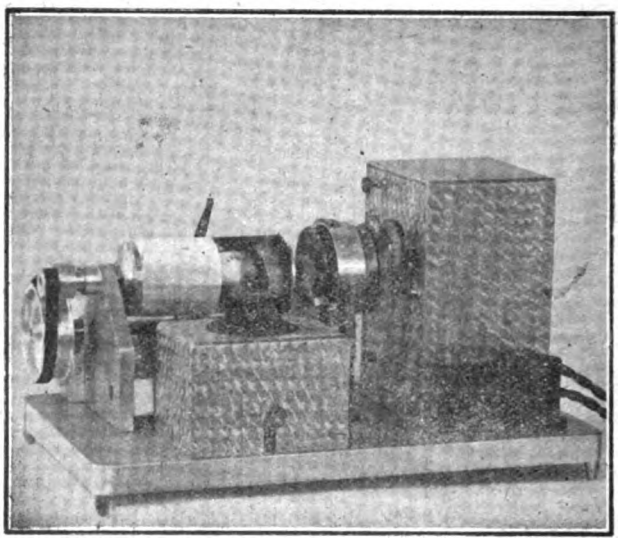


Fig 7.

La difficulté est encore accrue par la nécessité des arrêts et des départs brusques qui apportent au mouvement des perturbations continuelles.

La photographie de la figure 7 représente un appareil à arrêt.

Dispositions mécaniques et fonctionnement. — Voici quelles sont les dispositions de détail employées dans les appareils Belin : Sur l'axe du cylindre (fig. 8) est monté un embrayage à cônes dont la partie mâle peut coulisser le long de deux clavettes longitudinales, mais participe au mouvement de rotation. Le cône femelle est fou et porte l'engrenage sur lequel agit le mouvement d'horlogerie. Dans le cône mâle est logé un électro-aimant à cloche fixé au flasque de l'appareil ; en excitant cet électro-aimant on colle le cône mâle sur le flasque et on bloque le cylindre dans une position déterminée. Un ressort agit en sens inverse et repousse ce cône chaque fois que le courant ne passe pas dans l'électro-aimant : le cylindre est alors entraîné par le mouvement d'horlogerie.

Digitized by Google

On voit que ce dernier pourra tourner d'une façon continue et qu'il n'entraînera le cylindre que quand le courant de l'électro sera

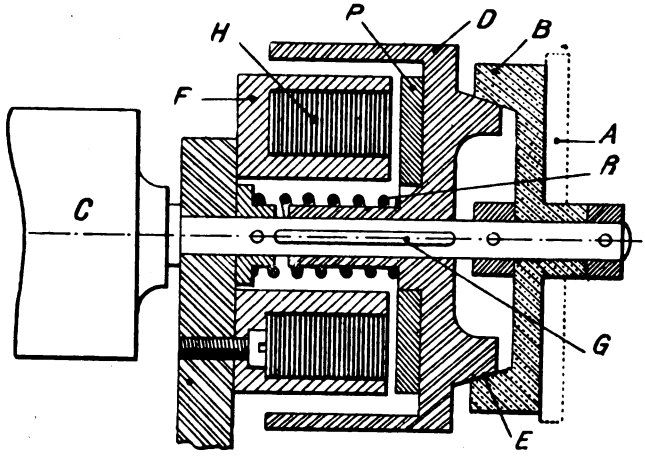


Fig. 8.

coupé. L'arrêt du cylindre s'obtiendra au contraire en faisant passer le courant.

C'est une came fixée sur le pourtour du cône mâle qui provoque ce passage en venant toucher un contact. Le schéma de la figure 9

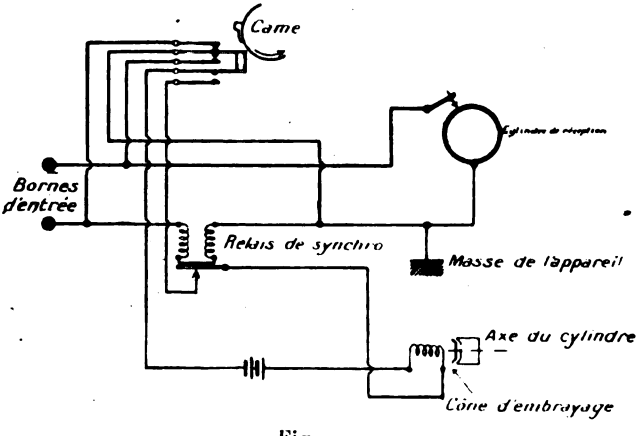


Fig. 9.

permet de suivre les connexions et les phases successives du fonctionnement.

1° Enregistrement de l'image : le courant venant du redresseur passe par le stylet, traverse le papier imprégné et va à la masse par

Digitized by Google

le métal du cylindre. Pendant ce temps l'électro-aimant est passif et le relais est court-circuité.

2° Arrêt : la came appuyant sur le contacteur provoque un court-circuit entre le stylet et le cylindre, puis continuant sa route, elle ouvre le chemin au courant à travers le relais ; enfin, elle lance dans l'électro-aimant le courant de la batterie de 4 V (qui sert aussi au chauffage du redresseur) et bloque le cylindre. Le relais se trouve maintenant connecté au redresseur et prêt à recevoir le top de synchronisme.

3° *Départ du cylindre.* — A partir du moment où la came a commencé son action, une came correspondante montée sur l'émetteur a arrêté toute émission et au moment où le cylindre de cette dernière arrive à une position définie elle provoque le lancement d'un signal très bref à fréquence musicale et plus fort que les signaux d'inscription. Le relais appelle alors sa palette, le circuit de l'électro est coupé et le cylindre récepteur repart pour un nouveau tour.

Mouvement hélicoïdal. — Le déplacement longitudinal du stylet

Fig. 10. — Photographie prise avec le belinographe et provenant d'un émetteur Belin, pas d'exploration 0,25.

est produit au moyen d'engrenage par la vis horizontale que l'on voit en dessous du cylindre sur la figure 5. Comme le pas des appareils étrangers est de 0,4 mm alors que celui des émetteurs Belin

Digitized by Google

est seulement de 0,25 mm, il est nécessaire, pour recevoir les images transmises par les deux systèmes de disposer d'un mécanisme permettant de faire varier la vitesse d'avancement du stylet. Ce mécanisme est représenté sur la gauche de la figure 7 ; l'axe du cylindre porte un bloc de deux poulies inégales qui peuvent être liées par une petite courroie à deux autres poulies montées sur le prolongement de la vis d'entraînement ; les diamètres des poulies sont calculés pour obtenir la résultat voulu.

Résultats obtenus. — Il est assez difficile de donner une idée exacte des photographies que l'on peut ainsi recevoir à distance, non seulement à cause des nécessités de l'impression, mais aussi en raison de l'impossibilité de les reproduire avec leur teinte bleue normal. Nous avons cru cependant utile d'en reproduire ici quelques spécimens provenant d'émissions du système Fulton (transmises par Daventry) et reçues sur les appareils que nous venons de décrire. Si le tirage est correctement effectué, ils permettront au moins de se faire une idée des différences dans la finesse qui résultent des dimensions du pas d'exploration.

Fig. 11. — Photographie prise avec le belinographe et provenant d'un émetteur Belin, pas d'exploration 0,25.

On peut maintenant se demander quelle est l'utilisation de la phototélégraphie pour les amateurs. La psychologie d'un amateur est assez difficile à pénétrer et quelques personnes, dont le jugement paraît cependant très normal se demandent quel intérêt majeur on peut trouver dans la réception « télégraphique » d'une photographie banale que l'on trouvera le lendemain dans son journal. La question n'est pas là, l'amateur a des raisons que la raison ne con-

Digitized by Google

naît pas. Il a fait de la radiophonie avec enthousiasme à une époque où ses oreilles ne le lui conseillaient certainement pas ; il se prépare à faire de la phototélégraphie ; il en fait déjà !

Et pour le servir et lui plaire on cherchera à ajouter à l'attrait du nouveau celui de l'utile et de l'agréable ; on y réussira certainement.

Mais ce n'est pas tout. La diffusion des appareils très simples que

Fig. 12. — Photographie prise avec le bélinographe et provenant de l'émetteur Fulton. (Daventry), pas d'exploration 6,4.

nous venons de décrire est certainement appelée à rendre des services importants dont plusieurs nous échappent encore, mais parmi lesquels on peut citer dès maintenant les applications policières et météorologiques.

R. Mesny.

Digitized by Google

A PROPOS DE LA RELATION ENTRE LES ORAGES ET LES PARASITES

par R. de Montessus de Ballore,

Docteur ès-sciences.

Si l'on calcule la fréquence des orages, d'après la statistique donnée par M. Ch. Maurain (1), en employant les méthodes que M. David a bien voulu indiquer en quelques mots (2), on trouve les résultats suivants :

Mois	Calculé	Observé	Différences +	Différences −
Janvier . .	0,66	1,04		0,38
Février . .	1,75	1,42	0,33	
Mars . . .	4,00	3,47	0,53	
Avril . . .	7,84	7,37	0,47	
Mai	12,97	16,00		3,03
Juin . . .	17,81	19,02		1,21
Juillet. . .	19,85	18,50	1,35	
Août . . .	17,37	15,60	1,77	
Septembre.	11,34	9,45	1,89	
Octobre. .	5,06	5,07		0,01
Novembre.	1,28	1,89		0,61
Décembre.	0,09	1,17		0,08
	100,02	100,00	5,34	5,32

Ici, les constantes ont les valeurs que voici :

$$p = 0{,}841 ; \quad q = 0{,}159 ; \quad m = 30{,}174 ;$$

constante de déplacement = 0,628.

Il y a une *anomalie* forte pour le mois de mai, où la fréquence des orages est de 1/4 supérieure à ce qu'elle devrait être, compte tenu des 12 fréquences mensuelles; il y a aussi anomalie, mais moins forte pour août et septembre, où les fréquences sont moindres que ce qu'elles devraient être.

(1) *L'Onde électrique*, avril 1929, p. 133.
(2) *Id.*, p. 25 A.
(3) *Annuaire* du Bureau des Longitudes pour 1929, p. 193.

Digitized by Google

Il m'a paru intéressant de calculer semblablement les températures moyennes. Pour la période 1851-1900, les températures mensuelles de Paris, ramenées au niveau de la mer, sont (3) :

Mois	Calculé	Observé	Différences +	Différences −
Janvier . .	2,9	2,5	0,4	
Février . .	3,7	3,9		0,2
Mars . . .	5,6	6,2		0,6
Avril . . .	8,9	10,3		1,4
Mai	13,5	13,4	0,1	
Juin . . .	17.9	16,9	1,0	
Juillet. . .	20,2	18,6	1,6	
Août . . .	18,8	18,0	0,8	
Septembre.	14,5	15,0		0,5
Octobre . .	9,3	10,3		1,0
Novembre.	5,4	6,0		0,6
Décembre.	3,3	2,9	0,4	
	124,0	124,0	4,7	4,7

Les constantes sont ici :

$$p = 0{,}653; \quad q = 0{,}347; \quad m = 19{,}449;$$

constante de déplacement = 0,016.

Les anomalies sont beaucoup moins fortes que pour les orages ; il n'y a pas d'anomalie en mai.

L'anomalie des orages en mai n'a donc rien à voir avec la température de ce mois. *Elle est le fait d'une cause particulière : laquelle ?* Il ne nous appartient pas de le dire.

Peut être ces précisions pourraient-elles aider à l'étude de l'influence des orages sur les parasites.

R. de Montessus de Ballore.

Digitized by Google

AU 6e SALON DE LA T. S. F.

La plus grande partie du Salon est évidemment réservée aux appareils récepteurs de T.S.F. et à leurs accessoires. Comme chaque année, on peut noter quelques évolutions assez nettes dans différentes techniques intéressant la radiophonie.

La présentation est toujours soignée, mais on remarque un effort vers la diminution du prix des meubles complets de réception. Les postes portatifs ou postes valises sont très nombreux.

Le montage à changement de fréquence est le plus répandu et peu nombreux sont les constructeurs qui ne présentent pas de « superhétérodyne ». A quelques exceptions près, tous utilisent la lampe bigrille (ou même trigrille quelquefois), pour effectuer le changement de fréquence. Dans ce genre de récepteurs, les innovations résident surtout dans l'emploi de lampes à grille-écran pour l'amplification en moyenne fréquence ce qui permet, soit de diminuer le nombre des étages d'amplification, soit d'augmenter encore la sensibilité.

La lampe à grille écran est également utilisée dans des montages plus simples où elle fonctionne directement en haute fréquence et est suivie d'une détectrice et d'une lampe basse-fréquence de puissance. Certains constructeurs réalisent même ce montage pour la réception des ondes courtes, de 10 à 600 mètres.

Comme on le voit, la technique de la lampe a fait évoluer celle du récepteur. Elle a permis aussi d'en simplifier l'emploi en permettant l'alimentation directe sur le secteur. A cet égard, deux solutions se présentent : *a*) chauffage direct par le courant alternatif à basse tension (moins de 1 volt) et en opposition de deux filaments voisins; *b*) chauffage indirect d'une cathode émettant des électrons à basse température.

Dans cette dernière catégorie de lampes, surtout utilisée, on trouve chez les différents constructeurs la gamme des modèles variés que peut exiger un récepteur : lampes à caractéristiques normales, à grand coefficient d'amplification, brigrilles, à grille écran, de puissance, trigrilles B.F. de puissance, etc... dont l'emploi est devenu courant en chauffage sur accumulateurs.

Puisque nous parlons des lampes, signalons la mise en vente d'un

Digitized by Google

tube à grille-écran dont le coefficient d'amplification est de 1000, avec une résistance interne de 1 mégohm et une pente de 1 milliampère par volt. Il aurait été souhaitable, à ce propos, de voir présenter les circuits utilisables avec une telle lampe.

Peu de récepteurs dits « à réglage unique » à ce Salon, c'est-à-dire beaucoup moins que l'année dernière. Ceux-ci (superhétérodynes en général), possèdent encore un bouton de correction agissant pour parachever le réglage après recherche d'une audition, bouton plus ou moins dissimulé, ainsi que ceux servant à effectuer des manœuvres secondaires : rhéostats, commutateurs P.O.-G.O., potentiomètres, etc...

On constate parallèlement à ceci un effort, sinon pour obtenir le réglage unique, tout au moins pour simplifier les réglages par d'ingénieux systèmes de repérage. Ici deux cylindres solidaires des condensateurs présentent une ligne de repère à un tableau gradué en longueurs d'ondes, là c'est un point lumineux qu'il faut amener sur une échelle étalonnée par la rotation de deux boutons, ailleurs c'est le même bouton qui commande simultanément ou indépendamment deux condensateurs variables, par des crémaillères, avec un repérage unique, etc.

L'alimentation des récepteurs, elle aussi, semble avoir évolué. L'accumulateur est très employé pour fournir la tension plaque, étant donné les consommations élevées des lampes de puissance et le prix élevé des redresseurs à valves pour gros débits.

Qui dit accumulateur dit recharge : constatons l'emploi toujours répandu des tubes redresseurs spéciaux à débit élevé, associés à des régulateurs ou plutôt des limiteurs de courant (fer dans une atmosphère d'hydrogène), et celui de plus en plus grand des redresseurs du type cuivre-oxyde de cuivre. Ce système tend à remplacer celui qui utilisait les soupapes au plomb-tantale où l'électrode active pouvait présenter de l'usure avec le temps. Les redresseurs secs au cuivre, utilisés pour de petits débits, sont particulièrement avantageux à l'achat.

Un accessoire important, le haut-parleur, est très répandu dans ce Salon. Bien que l'on en trouve quelques-uns à pavillon exponentiel, le genre « diffuseur » domine et, parmi ceux-ci, l'électrodynamique se fait une place de plus en plus importante. Celui-ci voit naturellement sa petite membrane conique associée à un écran de garde de larges dimensions et cette pratique s'étend même aux membranes attaquées par moteurs électromagnétiques. Notons à ce sujet que la vente de hauts-parleurs en pièces détachées, particu-

Digitized by Google

lièrement des moteurs séparés, permet à l'amateur un peu adroit de réaliser facilement et à un prix avantageux un excellent reproducteur.

Pour actionner les hauts-parleurs puissants tels que les électrodynamiques, on trouve au Salon des amplificateurs de puissance variée de 5, 10, 20 watts... (alimentation), qui permettent un volume de son aussi important qu'on le désire, amplificateurs fonctionnant directement, en général, sur courant alternatif.

Quoique utilisables après une réception de T.S.F., leur emploi est plutôt indiqué pour des reproductions phonographiques par « pick-up ». La lecture électrique des disques est, en effet, de plus en plus à l'ordre du jour, et ce Salon nous offre quantité de pick-up, de mouvements de phonographes, de meubles où le disque de cire et le récepteur de T.S.F. voisinent, ayant le plus souvent du reste des éléments communs : l'amplificateur et le haut parleur.

Beaucoup de constructeurs s'attachent à fabriquer des transformateurs B.F. de qualité pour l'équipement des récepteurs de T.S.F. ou amplificateurs phonographiques. Nous avons vu avec plaisir, l'un d'eux mettre en démonstration un dispositif montrant rapidement comment un transformateur, associé à une lampe donnée, se comporte aux différentes fréquences, dispositif décrit dans le n° 91 de l'*Onde Electrique*.

On peut voir aussi un appareil électrique générateur d'ondes sonores, d'un fonctionnement assez souple et imitant, grâce à divers artifices, violon, violoncelle, guitare havaïenne, etc., et une amusante démonstration des propriétés des rayons infra-rouges et des cellules photoélectriques. Les ondes très courtes (14 centimètres) permettent aussi une démonstration en permettant une liaison à faible distance au moyen de télégraphes imprimants.

Nous n'oublierons pas les appareils récepteurs d'images en démonstration au Salon, appareil dont l'emploi ne peut aller qu'en grandissant, comme le nombre des postes d'émission faisant des transmissions d'images.

Un dernier mot enfin sur les ondemètres qu'on cherche à réaliser avec le plus de précision possible : ondemètres pour ondes très courtes (à partir de 2 mètres), ondemètres à gamme peu étendue et moyen de contrôle précis, etc...

Pol Maginot.

Digitized by Google

SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T. S. F.

Liste des nouveaux Sociétaires.

MM. Authelin (Pierre), ingénieur, Saint-Bounot-de-Joux (Saône-et-Loire).
Nion (Roger), ingénieur, 36, rue Saint-Sébastien, Paris (11e).
Kirszenbaum (G.), ingénieur, 133, boulevard Brune, Paris (14e).
Rotkiewicz (W.), ingénieur, ùl Mokotocoska. 6, Varsovie (Pologne).
Peuders (Edmond), professeur, 79, rue des Hougnes, Verviers (Belgique).
Pirotre (René), ingénieur. 10, rue du Parc, Verviers (Belgique).
Bourgounier (Claude), ingénieur, 5, rue de Monbel, Paris (17e).
Jourdan (Jean), ingénieur, 24, rue Buffault, Paris (9e).
Marmor (Serge), ingénieur, 14, rue Bapst, Asnières (Seine).
Sheng (Y.-Y), ingénieur, Radio-station Tungwhameu, Mukden (Chine).

RÉUNION DU MERCREDI 18 DÉCEMBRE 1929

à 20 h. 45

à l'Amphithéâtre de Physique de la Sorbonne.

Entrée : 1, rue Victor-Cousin (place de la Sorbonne).

Communication de M. Bourgounier.

Le guidage sans câble.

Rappel du guidage avec câble. — Le guidage sans câble : principe, route déformable, réalisations optique et hertzienne.

Projections.

Communication de M. Mesny.

La réunion du Comité Consultatif International de Radioélectricité à La Haye.

En principe, les réunions de la S. A. T. S. F. auront lieu le 3e mercredi de chaque mois.

Digitized by Google

LE GUIDAGE
PAR ONDES DIRIGÉES OU RADIOROUTES
(Procédé Loth)

par **M. BOURGONNIER,**

Directeur de la Société industrielle des procédés W. A. Loth.

SOMMAIRE. — On connaît déjà le guidage des navires à l'aide d'un câble immergé parcouru par un courant alternatif qui permet de réaliser dans les chenaux sinueux des routes de sécurité de forme quelconque, le même procédé étant applicable aux avions.

Nous allons décrire dans le présent article, un nouveau procédé de guidage dû aussi à M. William Loth, dont les moyens de réalisation diffèrent totalement.

Les routes maritimes ou aériennes, au lieu d'être matérialisées par un câble, sont tracées constamment par le croisement d'ondes dirigées, issues de deux émetteurs tournants ; ce procédé est par opposition à l'ancien, appelé par son auteur « Guidage sans câble ».

Les ondes issues de phares émetteurs, sont de nature variée (ultra-sonores, lumineuses, infra-rouges, ou hertziennes, de n'importe quelle longueur, pourvu qu'elles puissent être convenablement dirigées.

Nous donnerons d'abord quelques détails sur ce principe de guidage, sans nous préoccuper de la nature de ces ondes, en les assimilant en première approximative à des droites, et nous montrerons ensuite comment se font les réalisations pratiques, dans le cas des ondes hertziennes qui intéressent plus spécialement les lecteurs de « l'*Onde électrique* ».

Principe théorique du guidage sans câble.

Considérons (fig. 1), deux phares O et O′ tournant de telle façon que le croisement de leur émission se tasse toujours sur une route de forme quelconque R. Il est évident que ces deux phares ne peuvent tourner tous les deux avec une vitesse uniforme ; toutefois, la condition précédente ne suffit pas à déterminer leur loi de rotation en fonction du temps. En effet, dire que les émissions se coupent à chaque instant sur R., revient à écrire une certaine relation :

$$F(\omega, \omega') = 0,$$

qui sera l'équation de la route en coordonnées « biangulaires » ; ω, ω' étant les angles que font les émissions avec la droite OO′.

Il existe une infinité de fonction du temps $\omega = \varphi(t)$, $\omega' = \psi(t)$,

Digitized by Google

telles que

$$F[\varphi(t), \psi(t)] \equiv 0.$$

Parmi toutes les conditions supplémentaires qu'il était loisible de choisir, la suivante a été retenue :

La loi de rotation des phares est telle que pour un observateur écarté de la route d'une distance d, l'écart de temps t séparant la perception successive des deux émissions passant par le dit observateur soit proportionnel à d

$$\frac{t}{d} = c^{te}.$$

Le signe du décalage de temps, c'est-à-dire l'ordre dans lequel il perçoit les phares, le renseigne sur le côté où il se trouve par rapport à la route. Cette condition est fondamentale, elle seule permet la solution complète du problème de la navigation.

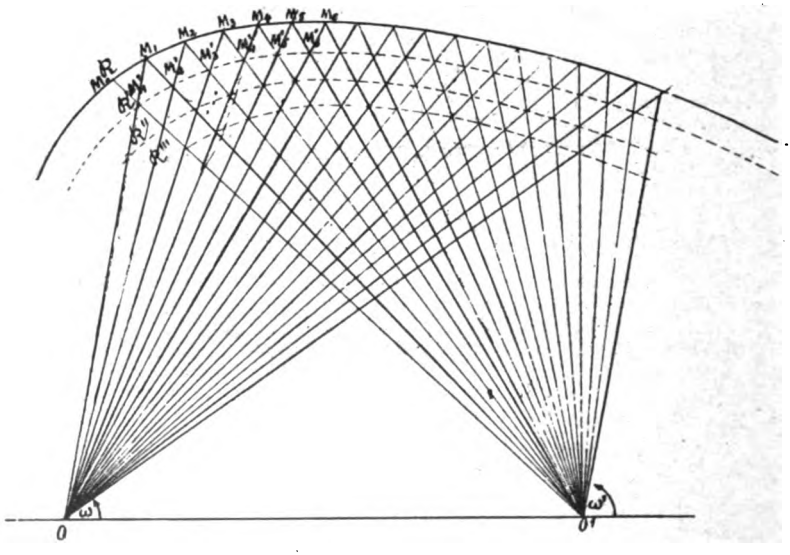


Fig. 1.

En effet, un navigateur arrivant dans le voisinage d'une route tracée de telle façon, sait non seulement de combien il en est écarté à la première indication reçue, mais dès la seconde, il connaît la direction de l'élément voisin de la route.

Soit (fig. 2) un navigateur suivant un cap N, d_1 et d_2, les distances à la route, lorsqu'il est en A et B. La direction de la route est la tangente au cercle des rayons d_1 et d_2, ayant A et B comme

Digitized by Google

centre; l'angle α de R avec N a pour sinus $\frac{d_2 - d_1}{AB}$. Il corrigera donc ce cap de cette quantité α ou d'une quantité supérieure

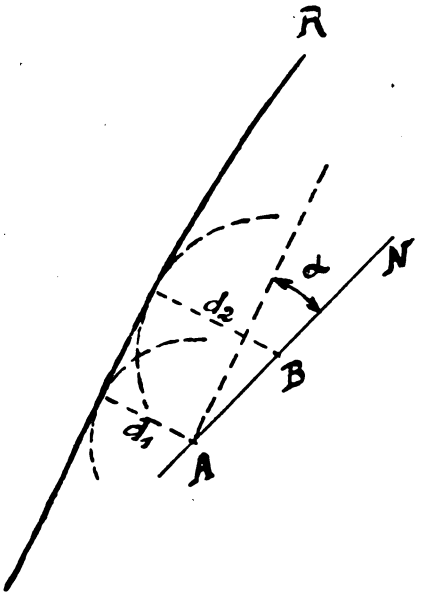


Fig. 2.

pour naviguer parallèlement à la route, ou s'en rapprocher s'il le juge bon.

Recherche du mouvement de rotation des phares.

La condition qui a été choisie et que nous appellerons condition de parallélisme, se traduit par une construction géométrique très simple.

Considérons (fig. 1), le lieu des points situés d'un même côté à une même distance de la route R, c'est une courbe R' parallèle à R.

Soit maintenant un point arbitraire M_0 sur R et une suite de points M_1, M_2, M_3, M_4, etc., sur R et M'_1, M'_2, M'_3, M'_4, etc. sur R'. Ces points étant obtenus de la façon suivante, M'^1 est l'intersection de R' avec OM_0, M_1 celle de R avec OM'_1, M'_2 celle de R' avec $O'M'_1$, etc.

Par définition en M_1, M_2, M_3, etc., les émissions des phares O et O', sont perçues en même temps tandis qu'en M'_1, M'_2, M'_3, etc.,

Digitized by Google

les émissions seront perçues avec un décalage de temps, toujours le même, que nous appellerons T. Il s'ensuit que M_1 qui perçoit O en même temps que M_1 (si l'on néglige le temps de propagation des ondes de M'_1 en M_1 lequel n'interviendrait que dans le cas des ondes sonores que nous ne traiterons pas ici), le perçoit un temps T après M_0; de même M_2 perçoit O un instant T après M_1 ou 2T après M_0.

Autrement dit, les angles M_0, OM_1, M_1, OM_2, etc., seront par-

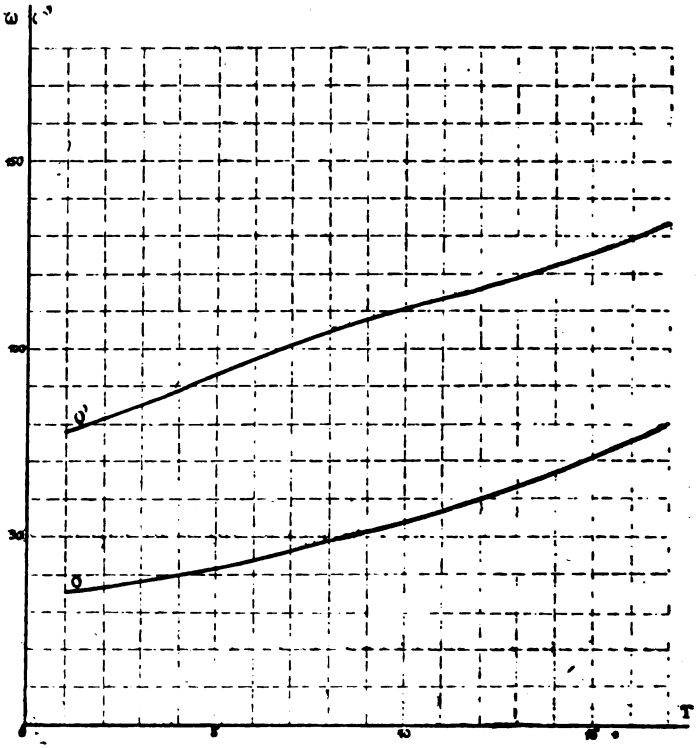


Fig 3.

courus dans le même temps T et il devient possible de tracer, par interpolation en coordonnées cartésiennes, les courbes $\omega = \psi(t)$, $\omega' = \psi(t)$, en portant le temps en abscisse (avec T comme unité) et les angles en coordonnées (fig. 3)

En examinant la figure 1, on se rend compte que les points d'où l'on perçoit les émissions avec un décalage de temps 2T ou 3T, etc., sont aussi sur des courbes parallèles R', R'', etc., parallèles à R.

Cette propriété géométrique, qui est absolument générale, peut se démontrer très facilement dans le cas où R est une droite par

Digitized by Google

les propriétés anharmoniques de deux faisceaux et se généraliser ensuite dans le cas d'une courbe quelconque.

Au lieu de résoudre graphiquement le problème, on peut le traiter par l'analyse. A titre d'exemple, nous allons chercher la solution dans le cas d'une droite.

Les relations liant ω et ω' aux coordonnées cartésiennes définies dans la figure 4 sont :

$$\begin{cases} \operatorname{ctg}\omega = \dfrac{x+a}{y} \\ \operatorname{ctg}\omega' = \dfrac{x-a}{y} \end{cases} \quad \text{ou} \quad \begin{cases} x = a\dfrac{\operatorname{ctg}\omega + \operatorname{ctg}\omega'}{\operatorname{ctg}\omega - \operatorname{ctg}\omega'}, \\ y = \dfrac{2a}{\operatorname{ctg}\omega - \operatorname{ctg}\omega'}. \end{cases}$$

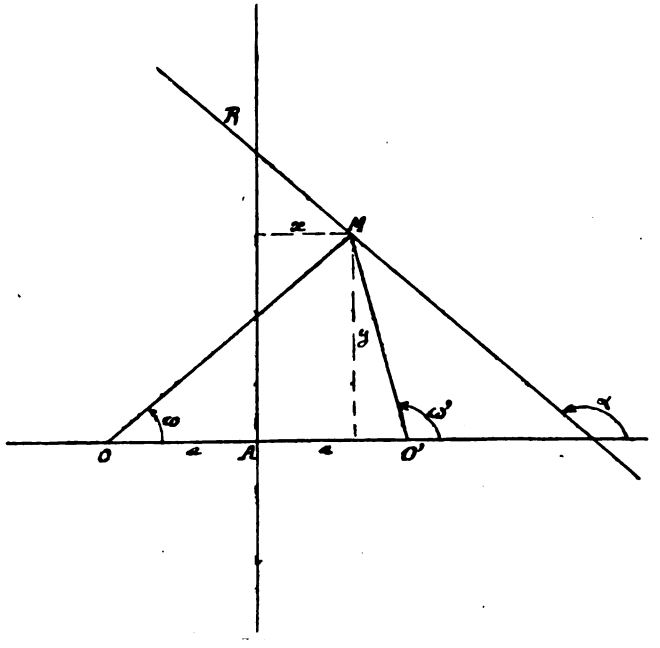


Fig. 4.

Une droite quelconque $mx + py + q = 0$ donnera une équation en ω et ω'

$$ma(\operatorname{ctg}\omega + \operatorname{ctg}\omega') + 2ap + q(\operatorname{ctg}\omega - \operatorname{ctg}\omega') = 0,$$
$$(ma + q)\operatorname{ctg}\omega + (ma - q)\operatorname{ctg}\omega' + 2ap = 0.$$

Ou en supposant $ma + q \neq 0$ (R ne passant pas par O).

$$\operatorname{ctg}\omega = c\operatorname{ctg}\omega' + d,$$

la constante d sera déterminée en faisant $\omega = \omega' = \alpha$, angle que fait R avec OO'

Digitized by Google

$$d = (1 - c) \operatorname{ctg} \alpha,$$

d'où $$\operatorname{ctg} \omega - \operatorname{ctg} \alpha = c (\operatorname{ctg} \omega' - \operatorname{ctg} \alpha).$$

Enfin, en posant $\operatorname{ctg} \omega = u$, $\operatorname{ctg} \omega' = v$, $\operatorname{ctg} \alpha = 0$

$$u - 0 = c(v - 0).$$

Une droite parallèle à R aura évidemment pour équation

$$u - 0 = c'(v - 0).$$

Cherchons maintenant une fonction du temps $U = F(t)$ tel que la condition de parallélisme soit satisfaite.

Il faut que :

$$u = f(t + \varepsilon) + 0,$$

$$v = 0 + \frac{1}{c} f(t).$$

Soit une droite parallèle à R, ε étant une constante, donc que

$$f(t + \varepsilon) = \frac{c'}{c} f(t),$$

équation fonctionnelle dont la solution est :

$$f(t) = \alpha e^{\beta t}.$$

La solution du problème posé est donc pour une droite

$$\omega = \text{arc ctg } (0 + \alpha e^{\beta t}),$$

$$\omega' = \text{arc ctg } (0 + c\alpha e^{\beta t}).$$

Il y a lieu de noter que ce mode de calcul qui ne fait intervenir que les angles ω et ω' peut être généralisé dans le cas d'une route tracée sur la terre, quand on veut tenir compte de sa sphéricité. Dans ce cas, il est commode d'utiliser pour la solution graphique des cartes spéciales (1) ou les arcs de grand cercle passant par les points O et O' sont représentés par des droites et tel que les angles ω et ω' soient conservés. Une telle carte (fig. 5), est orthodromique, c'est à-dire que tous les grands cercles sont représentés par des droites, résultat qui est assez remarquable; son usage en radiogonométrie par stations fixes serait tout à fait indiqué, son seul inconvénient est de nécessiter autant de cartes spéciales qu'il y a de stations conjuguées deux à deux.

Pour en finir avec les considérations géométriques sur le guidage sans câble que nous ne pouvons pas développer plus longuement dans le cadre de cet article, nous ferons remarquer que les raisonnements qui précèdent supposent les deux conditions suivantes :

---

(1) Brevet déposé le 19 novembre 1929 sous le n° 285.084.

Digitized by Google

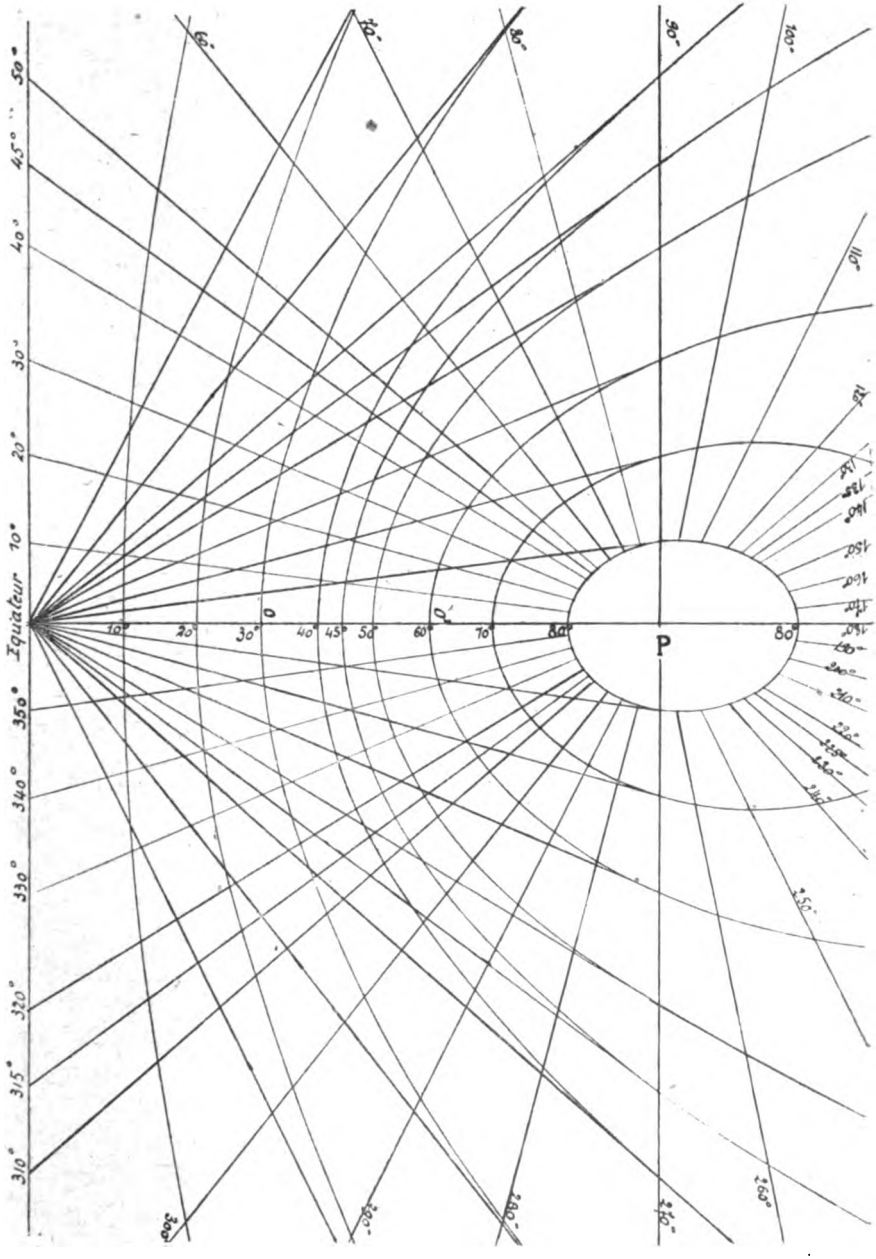


Fig. 5.

Digitized by Google

1° La ligne OO' ne coupe pas la route R, car tous les points sur OY même en dehors de la route percevraient les émissions en même temps.

2° La route doit être placée de telle façon par rapport à O et O' qu'il ne soit pas possible de mener par ces points des droites coupant la route en deux points ; ceci donnerait une ambiguité.

Ces conditions ne restreignent d'ailleurs pas l'emploi du procédé dans la pratique.

Les routes ayant des dimensions finies, la condition de parallélisme ne définira le mouvement des phares que dans les secteurs angulaires ayant O et O' pour sommet et embrassant la route dans son entier. Pendant le reste de la rotation le mouvement sera choisi en se basant sur d'autres considérations.

Réalisation pratique du guidage sans cable

1° *Rotation des phares.*

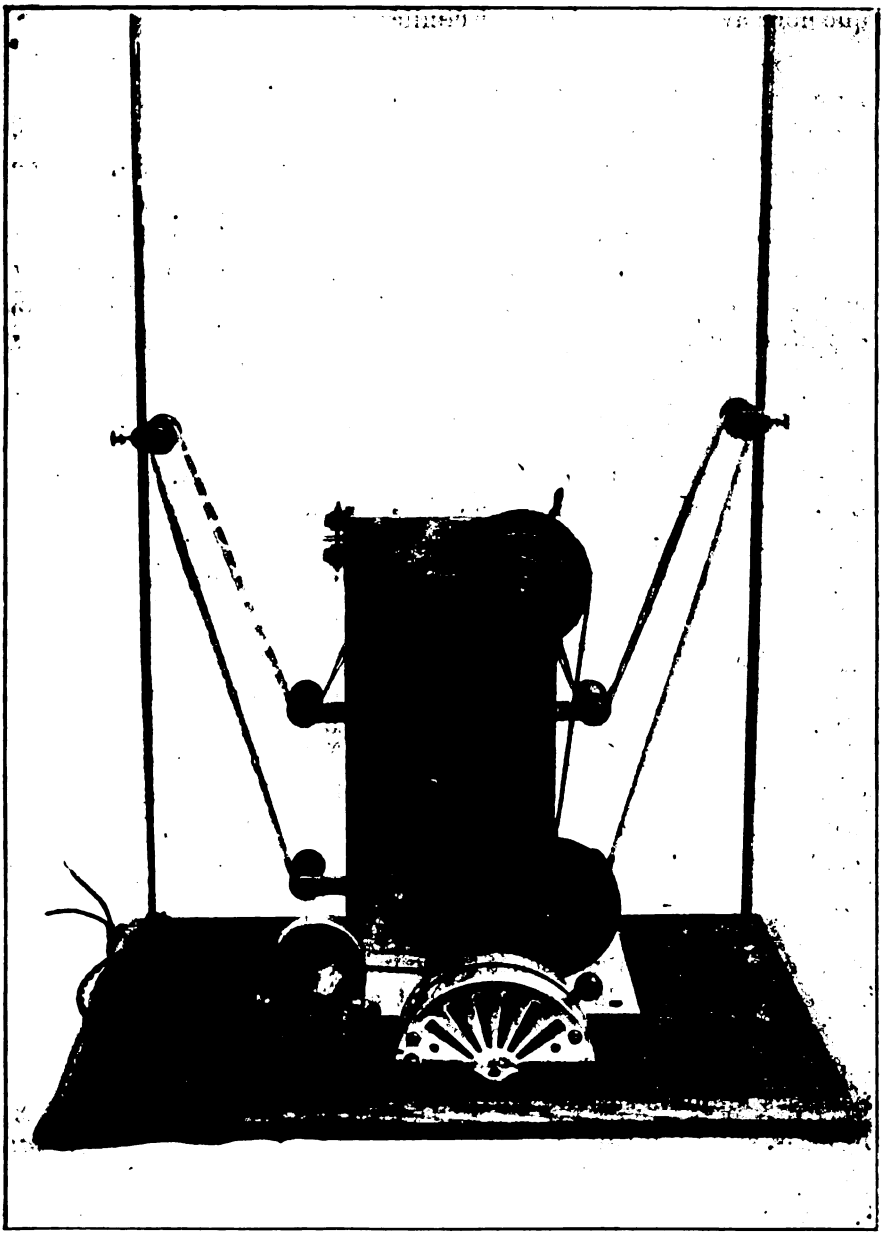
L'emploi des phares émetteurs en guidage sans câble, a ceci de particulier que d'une part les indications de ces phares, pour avoir un sens nécessite l'emploi de phares associés par paire et que d'autre part la vitesse de rotation instantanée des phares, varie suivant les différents azimuts par lesquels ils passent successivement.

Liaison des phares. — En ce qui concerne le premier point, on peut même penser que les mouvements des deux phares associés doivent être étroitement conjugués. La route est donnée par une série d'indications qui doivent se répéter identiquement après chaque rotation complète des deux phares. Ceci nécessite entre ces derniers une liaison admissible pour des phares lumineux pouvant être reliés électriquement ou pour des phares hertziens assez rapprochés, mais qui devient impossible dans le cas de phares isolés les uns des autres par de grandes distances ou par la configuration des lieux.

Dans le cas où l'on doit renoncer à toute liaison entre les phares on peut encore facilement réaliser une route ; ce ne sont plus des coïncidences que l'on observe, mais des égalités de temps séparant une émission non dirigée, signalant le passage d'un phare dans l'azimut du point origine de la route, et le passage de l'émission dirigée dans l'azimut de l'observateur. Pour que les erreurs d'observation soient faibles, il suffit que les vitesses de rotation moyennes des deux phares soient les mêmes à 1 % près par exemple, ce qui est facile à obtenir par réglage sur chronomètre.

Digitized by Google

Dans le cas où une liaison est admissible, elle se fera en commandant électriquement le mouvement des deux phares. Nous allons voir maintenant de quelle façon,



Digitized by Google

Variations de la vitesse de rotation. — Parmi tous les procédés permettant de réaliser une vitesse de rotation variable dans un tour et que nous avons successivement étudiés, nous en décrirons deux :

a) *Commande par poste central.* — Les phares sont entraînés par des mouvements d'horlogerie faisant une fraction de tour, toujours la même, chaque fois qu'ils reçoivent une impulsion électrique, agissant sur l'échappement. Les impulsions électriques sont données en courant continu et réglées par une bande simple perforée ; chaque perforation laisse passer le courant le temps correspondant à une impulsion ; cette bande est entraînée par un petit moteur à vitesse constante et porte sur chaque bord des perforations inégalement espacées correspondant aux lois de mouvement respectif des deux phares, le nombre de perforations est proportionnel à la vitesse de rotation.

La bande de commande et la génératrice de courant continu peuvent être placées dans un poste central indépendant des deux phares. Le gros avantage de ce procédé est la facilité avec laquelle les routes peuvent être combinées et changées, la préparation d'une bande correspondant aux routes même très compliquées étant un travail facile : un appareil automatique pour perforer ces bandes suivant la loi voulue ayant même été conçu.

b) *Commande locale.* — La vitesse de rotation moyenne par tour restant constante pour un phare, il est naturel de réaliser le mouvement par un moteur à vitesse constante et d'obtenir la variation de vitesse instantanée dans le tour, par une came de forme appropriée, et dont la rotation est commandée elle-même par celle du moteur d'entraînement ; ce procédé est particulièrement applicable aux phares non liés, et dans le cas de phares liés, cette liaison consiste seulement dans le fait que les moteurs d'entraînement sont des moteurs synchrones accrochés sur le même secteur.

Le changement de route s'obtient aussi facilement que dans le cas précédent, mais nécessite toujours des ordres simultanés aux gardiens de phares. D'autre part, l'exécution de cames nouvelles ne peut pas toujours se faire sur place et demande plus de temps que la perforation d'un film.

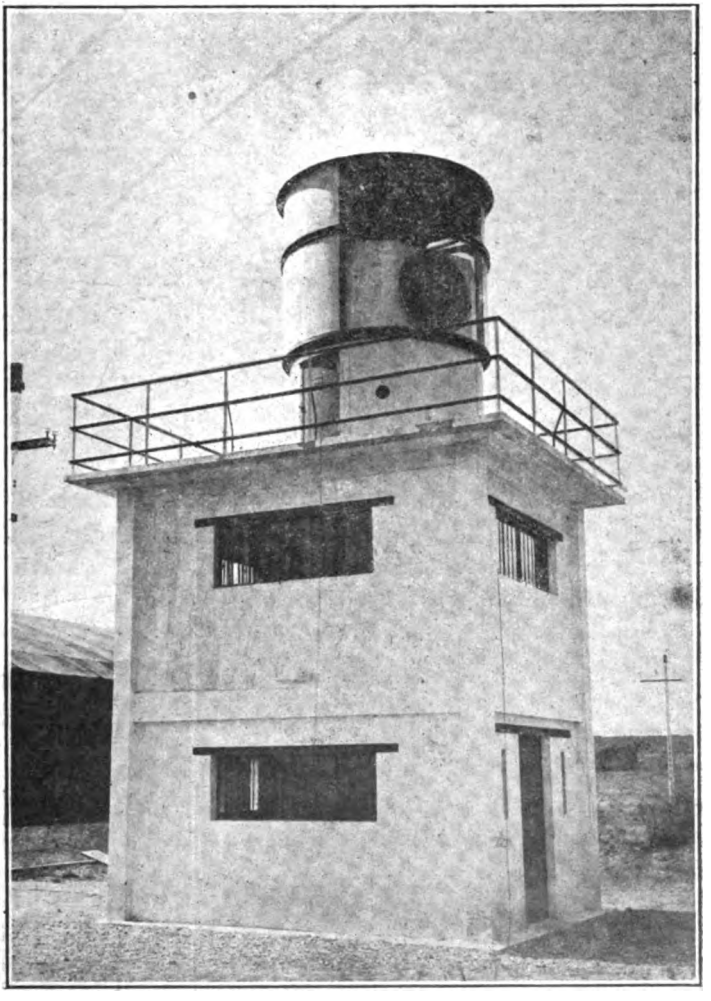
Appareillage d'émission

Comme nous l'avons dit au début, le guidage sans câble, peut se faire au moyen d'ondes de différente nature ; l'appareillage de

Digitized by Google

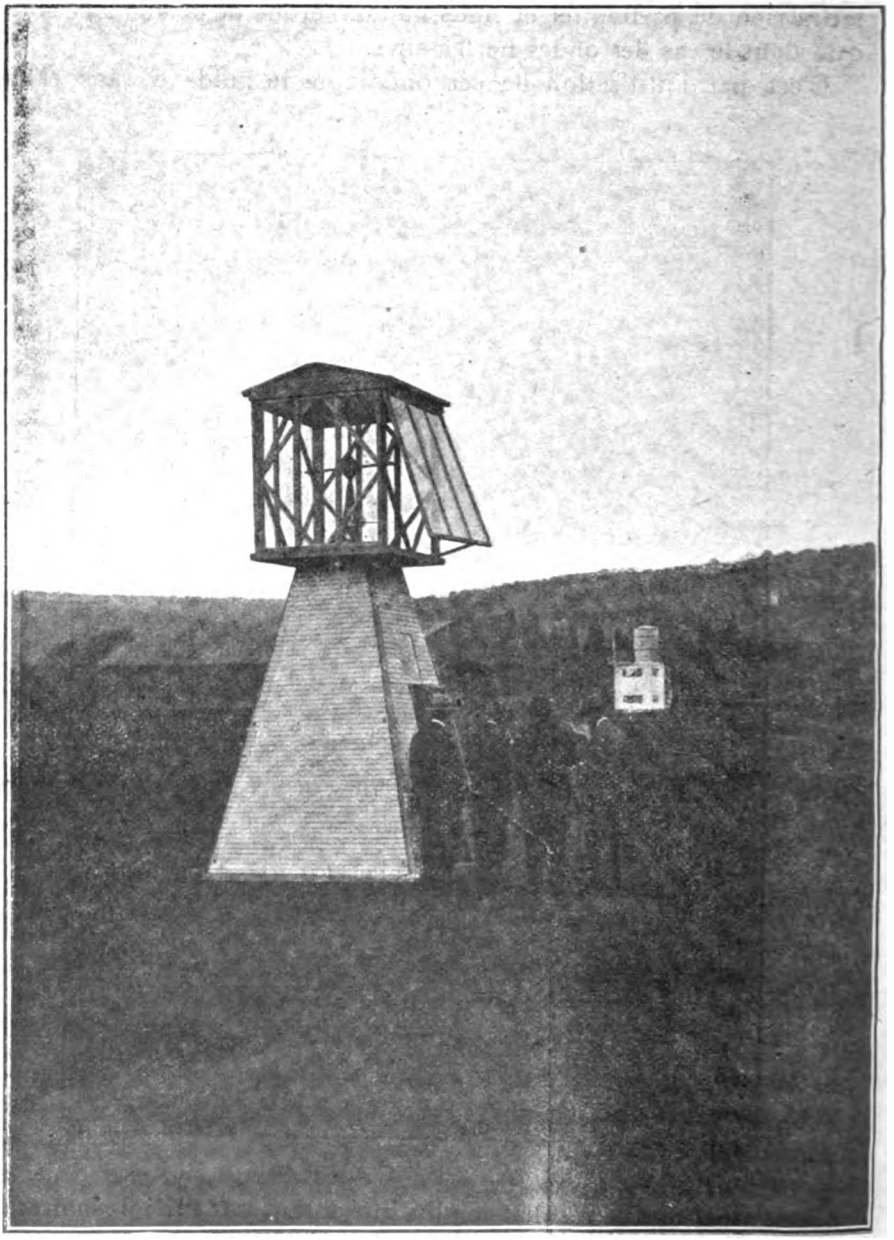
l'émission sera différent dans chacun des cas. Il ne présente d'ailleurs rien de particulier et nous ne donnerons de détails à ce sujet que dans le cas des ondes hertziennes.

C'est par l'utilisation de ces ondes que le guidage sans câble



donne peut-être le résultat le plus intéressant par suite de la grande portée de ses émissions et de leur transmission assez bonne par tous les temps. Les inconvénients sont la faible directivité de ces ondes et leurs anomalies de propagation ; on y pallie d'une façon à peu près complète en ce qui concerne la faible directivité, par l'emploi

Digitized by Google



à la réception de l'appareil filtreur de M. Marrec, nous reviendrons plus loin sur la question.

En ce qui concerne les anomalies de propagation, en tenant

Digitized by Google

compte de celles-ci (supposées connues en moyenne) dans le mouvement de rotation des phares (1) ; celui-ci sera réglé de telle façon que les phares soient à pointés à chaque instant pour que leur émission vienne se croiser sur la route au point voulu, ce qui ne suppose pas qu'ils soient dirigés suivant la direction de la droite ou de l'arc du grand cercle, qui joint le phare au point de la route considéré. Si les anomalies de propagation sont variables du jour à la nuit et suivant les saisons, on disposera d'autant de bandes perforées ou de cames qu'il sera nécessaire. Il faut noter qu'il n'y a pas d'anomalies de réception puisque comme nous le verrons, la réception se fait par antenne.

L'émission se fait par cadre ou par antenne dirigée ce qui suppose alors le cas d'ondes très courtes.

Appareillage de réception.

Guidage par ondes hertziennes. — La réception se fait par antenne et non par cadre, ce qui affranchit l'observateur de toutes les difficultés que présente pour lui la radiogoniométrie.

D'autre part, il n'y a pas de relèvements à faire et l'on n'est plus soumis à l'erreur qui provient de la connaissance incertaine de la direction nord-sud. Très peu de bateaux en effet, peuvent justifier par leur importance, une dépense aussi considérable que celle d'un compas gyroscopique, d'ailleurs prohibé par son poids à bord des avions.

Le guidage sans câble dans le cas d'émission très dirigées, ne présente aucune difficulté. Cependant, malgré les progrès réalisés depuis quelques années dans ce domaine, leur application au guidage sans câble n'est possible que dans quelques cas (petite distance sur mer avec ondes très courtes car il ne faut pas perdre de vue que cette émission dirigée doit être tournante, suivant une loi déterminée), ce qui suppose un faible encombrement du phare à entraîner.

Une antenne dirigée pour ondes de 10 mètres s'inscrirait dans un rectangle de 35 m. × 10 environ. Au contraire, l'émission par cadre est très simple et se prête facilement à la rotation : on peut ou bien faire tourner le cadre émetteur lui-même ou bien disposer deux grands cadres fixes reliés à deux stators fixes et faire tourner un moteur relié à l'émetteur (système Bellini Tosi).

Comme on le sait, le diagramme d'émission est alors composé de

(1) Brevet déposé le 14 novembre 1929 sous le n° 284.909.

Digitized by Google

deux cercles tangents à l'axe du cadre, fig. 6. Un tel diagramme se présente mal, *à priori* pour faire du guidage. Nous le corrigeons à la réception en employant le « Filtreur anti-parasite Marrec », ap-

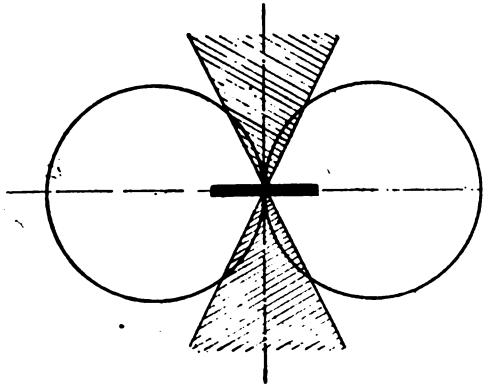


Fig. 6.

pareil qui en dehors de son pouvoir sélectif excessivement puissant a un pouvoir limiteur, c'est-à-dire ne laisse passer que le courant supérieur à un certain palier. Le diagramme à la réception n'appa-

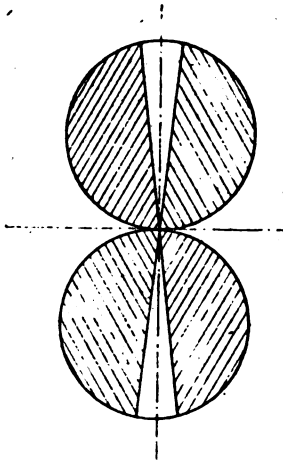


Fig. 7.

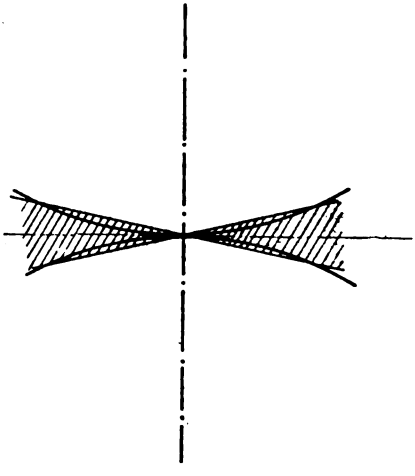


Fig. 8.

rait donc plus comme deux cercles, mais comme deux « quarts de brie ».

Tout se passe donc pour l'observateur comme s'il recevait un fais-

Digitized by Google

ceau d'ondes dirigées à délimitation très nette, définissant deux directions bien définies pouvant être utilisées pour faire du guidage. Le filtreur Marrec a d'autre part un rôle très important à bord des avions pour l'élimination de différents parasites, principalement des bruits de magnétos.

Nos essais ont porté sur deux modes de réception ; par maximum réglage du limiteur pour obtenir le diagramme de la fig. 7 et par minimum réglage pour diagramme fig. 8. Tous deux nous ont donné d'excellents résultats, quoique la réception par maximum demande un réglage plus délicat du limiteur.

La réception se faisant par simple antenne, elle peut être faite par un poste ordinaire, auquel on adjoint l'appareil filtreur Marrec. Contrairement à ce qui se passe en radiogoniométrie, aucune manœuvre n'est à faire à la réception, le navigateur doit seulement observer la coïncidence des signaux des deux postes émetteurs dirigés pour, automatiquement, en déduire sa position par rapport à la route qu'il doit suivre, position qui lui est donnée périodiquement toutes les minutes ou à une fréquence différente.

Donc, à la réception, et c'est là un gros avantage de la méthode, on connaît complètement sa position par rapport à la route à suivre sans calcul, sans manœuvre, sans aucune construction sur une carte.

D'autre part, on peut donner par un système judicieux d'indicatifs le nombre de kilomètres parcourus ou qui restent à parcourir sur la route, et dans le cas d'un avion, la hauteur à laquelle ce dernier doit voler.

Conclusion

Le guidage sans câble tel que nous venons de le décrire succinctement offre de très larges possibilités d'application dont la pratique montrera certainement l'importance capitale.

Nous pensons qu'il est bon pour conclure d'attirer l'attention sur ses trois qualités principales : simplicité, précision, souplesse.

1° La combinaison du mouvement des phares supprime tous les calculs de relèvement et les reports sur la carte. L'expérience a prouvé qu'en pratique, dans le cas du guidage par phares lumineux, on suit très exactement un chenal courbe sans même faire de mesures de temps, l'appréciation de ceux-ci se faisant sans l aide d'un chronomètre ; au lieu d'un chenal, les phares lumineux peuvent d'ailleurs tracer une ligne de garde le long d'une côte en reprodui-

Digitized by Google

sant sa forme, ou une ligne fermée autour d'une île ; le navigateur sait, par simple examen, s'il est en dedans ou en dehors de cette ligne, et la sécurité en est augmentée.

En ce qui concerne les radio-phares, la simplicité est aussi grande, des combinaisons d'émission traits et points, permettant de mesurer directement le temps par comptage des signaux. Il n'y a plus à faire de mesure d'angles, de correction d'anomalie, ou de correction de Givry.

Enfin, l'appareillage d'émission ne présente aucune complication par rapport au matériel existant en dehors du mécanisme de rotation. Celui-ci peut être monté sur n'importe quel phare existant, sans que l'on ait à changer quoi que ce soit dans le reste de l'installation et son prix de revient est évidemment une partie infime de celui des phares.

2° La précision obtenue est nettement supérieure à celle que donne les mesures usuelles sur les phares et radio-phares. Les erreurs de l'émission sont automatiquement corrigées en moyenne, et toutes les erreurs à la réception (incertitude du nord, erreur sur les lectures d'angles par mauvais temps, erreurs graphiques, etc.), sont éliminées.

3° Le procédé permet le tracé de routes quelconques et leur modification quasi instantanée, ce qui peut être intéressant du point de vue militaire et qui est capital au point de vue navigation aérienne. Il devient possible, grâce à lui, de se servir heure par heure des renseignements du service météorologique pour tracer complètement la route optima, en particulier pour les grands raids au-dessus des mers ; il ne s'agit donc plus de demander à la météorologie les prévisions du temps, mais d'utiliser directement ses données ce qui est infiniment plus rationnel.

Le procédé expérimenté à courte distance pour les ondes hertziennes et à distance normale pour les ondes lumineuses, a montré que son principe était absolument correct. Le fonctionnement, au cours d'expériences auxquelles assistaient plusieurs notabilités a été jugé parfaitement satisfaisant.

BOURGONNIER.

Digitized by Google

COMMENT LES RÉCEPTEURS DE RADIO-DIFFUSION ÉVOLUENT A L'ÉTRANGER

Introduction.

Dans notre numéro d'octobre, nous avons donné un compte-rendu sommaire du *Salon de la T.S.F.*, récemment organisé au Grand Palais. Nos lecteurs ont ainsi pu se rendre compte de la construction française actuelle et de son évolution.

Il nous a paru intéressant de permettre la comparaison avec les fabrications étrangères. Des expositions analogues ont eu lieu, presque en même temps, à Berlin, à Londres, à New-York, à Chicago..., et de nombreuses revues ont publié à leur sujet des compte-rendus, des statistiques, des appréciations de toutes sortes.

En particulier, le Wireless World (20 novembre 1929) a, comme d'ordinaire, donné sur le Salon Britannique des statistiques curieuses, et des listes complètes du matériel présenté. Des tableaux analogues relatifs aux appareils américains ont été dressés par Radio-News (octobre 1929, p. 344-349). Ces deux références portent sur plusieurs centaines de modèles différents. D'autre part, Lewis M. Hull a publié dans Proceedings Amer. Inst. Elec. Eng. (*17*, août 1929, 1334-1341), les résultats d'une sérieuse enquête technique sur deux lots de récepteurs (vingt et vingt-quatre unités) qui lui « paraissent représenter fidèlement la construction américaine », le premier pour 1928, le second pour 1929 et 1930. Enfin divers journaux allemands, et notamment Funk (6 septembre 1929), ont rendu compte de l'exposition de Berlin.

Nous avons tiré de ces articles les renseignements numériques et les idées que voici.

Quelques progrès généraux.

Sur un certain nombre de points, l'évolution se fait partout dans le même sens ; tantôt le progrès ne fait que se dessiner, tantôt il est acquis définitivement.

Digitized by Google

Il en est ainsi, par exemple, de *l'alimentation directe des appareils par le secteur*, dont l'intérêt est manifeste. A en croire L.-M. Hull, les Etats-Unis seraient les plus avancés, puisque les récepteurs choisis par lui sont « principalement alimentés par le secteur ». Ceci est confirmé par d'autres auteurs. En Angleterre, la proportion n'est pas encore très forte (17 %) mais va en croissant rapidement ; les lampes à chauffage indirect sont plus souvent employées (88 %) que les lampes à chauffage direct (12 %). Cette même prédominance est signalée aussi en Allemagne, où l'on trouve en outre « un grand nombre » de blocs d'alimentation pour les postes à lampes ordinaires, à des prix très modérés (pour la tension plaque seule, à partir de 30 RM. soit moins de 200 francs). Dans ce dernier pays, deux perfectionnements sont employés couramment : le réglage automatique du courant de chauffage par des résistances régulatrices — et la coupure automatique du secteur lorsqu'on ouvre le coffret, pour éviter tout danger de secousse ou de court-circuit.

Le grand événement technique de l'année semble avoir été l'avènement des *lampes à grille-écran* ; en particulier, leur succès est fabuleux dans la construction britannique, où elles équipent *quatre-vingt-douze pour cent* des amplificateurs haute fréquence. Les revues sont d'ailleurs remplies, à leur sujet, d'articles alléchants, promettant des amplifications effectives de 300, 400 et plus par étage. En pratique « on utilise, d'ordinaire, des bobines courantes où les pertes n'ont pas été réduites par des précautions spéciales. »

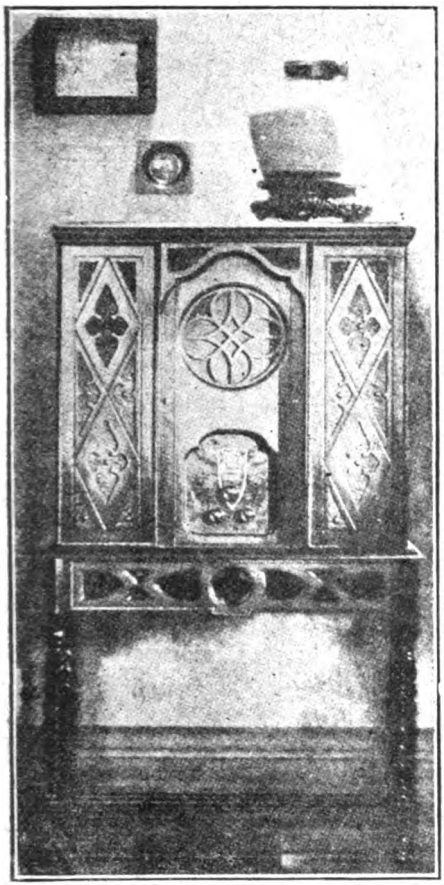
En Allemagne aussi, la lampe à grille-écran « influence beaucoup la construction » et « il n'y a presque aucune firme qui ne présente un appareil à grille-écran ».

Les Etats-Unis semblent, sur ce point, moins avancés ; mais, d'après Hull et d'après les annonces, articles, etc..., l'intérêt suscité est très vif et les progrès seront rapides.

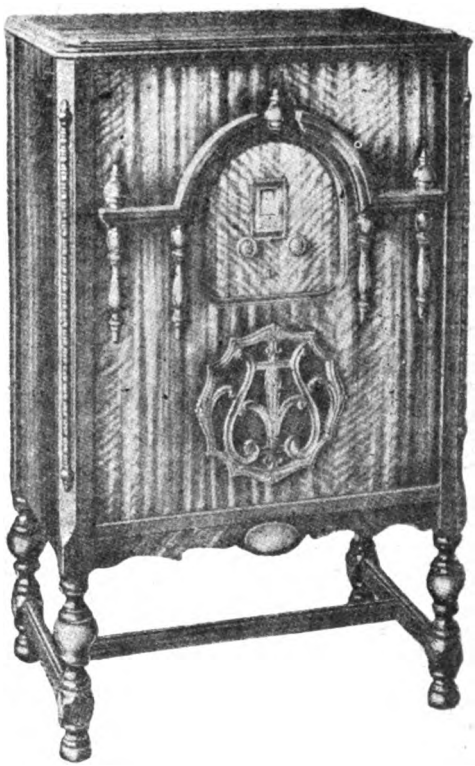
La *construction* a fait partout de grands progrès, ce qui résulte sans doute du soin que l'on peut apporter au prototype d'une très importante série. Les châssis sont souvent métalliques, avec blindage partiel. Les coffrets et les meubles ont été dessinés par « des artistes ou des architectes en renom », d'où une présentation réellement soignée ; on peut en juger par les quelques figures ici reproduites.

La *commande unique*, ou, tout au moins, le réglage approximatif

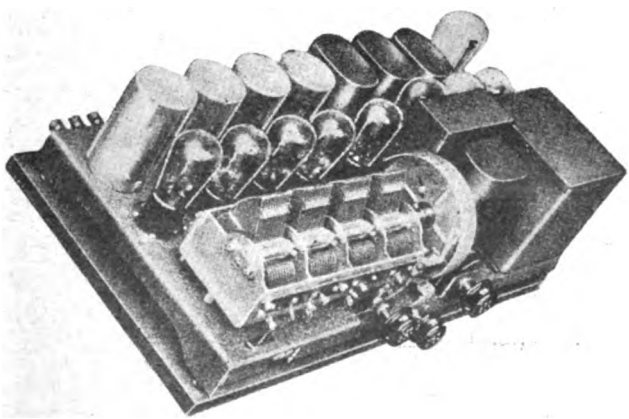
Digitized by Google



Meuble T. S. F. américain.



Autre type de meuble américain.

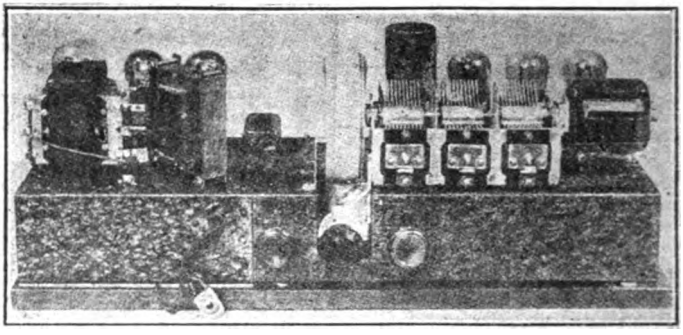


Type de construction américaine, nombreux étages haute fréquence à réglage unique. Blindage partiel. Châssis métallique.

Digitized by Google

par un seul bouton, avec fignolage par deux ou trois boutons supplémentaires — semble très en faveur ; on le trouve, en Angleterre, sur plus de la moitié des appareils ; en Amérique, sur presque tous.

L'apparition du *haut parleur électrodynamique*, a eu de très heureux effets. Non seulement on le trouve déjà très répandu (82 °/₀ des modèles aux Etats Unis), mais encore par contre-coup, il a fait pro-



Autre modèle de récepteur américain.

gresser le haut-parleur électromagnétique ; et celui-ci, avec de bons moteurs à palette équilibrée entre quatre pôles, attaquant, lui aussi, un petit diffuseur très libre dans une grande plaque de garde, donne des résultats très approchés. — Quant au pavillon, c'est à peine si les rédacteurs en mentionnent, avec quelque mépris, un ou deux exemplaires, survivants des âges révolus...!

Nous aurons achevé cette revue des tendances unanimes en signalant la *quasi disparition du super-hétérodyne*, qui, en Allemagne, a dû « céder du terrain » ; et ne se rencontre plus, en Amérique et en Angleterre, que dans une très faible proportion (1 °/₀ et 4 °/₀) ; nous dirons enfin que l'on porte intérêt au *régulateur anti-fading* ajustant automatiquement l'amplification ; cet ingénieux dispositif commence, aux Etats-Unis, à entrer dans la pratique commerciale.

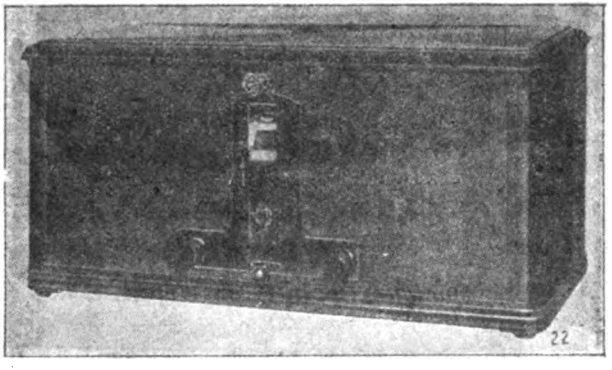
Quelques tendances contradictoires.

A côté de ces tendances nettement dessinées dans les trois pays, il en est d'autres, même sur des points importants, qui demeurent contradictoires.

Digitized by Google

Telle est notamment la solution donnée au problème de *l'amplification haute fréquence*. Comme nous l'avons dit, en Angleterre, la quasi-unanimité des constructeurs a adopté la grille-écran, et l'on trouve rarement plus de deux étages. Au contraire, les lampes triodes neutralisées conservent la faveur outre-Atlantique, et l'on y trouve couramment trois, quatre étages successifs accordés — parfois cinq et même *six* (détectrice non comprise) : nous reviendrons plus loin sur les conclusions à en tirer. En Allemagne, il y a concurrence entre la lampe à grille-écran et... qui l'eut crû ?... la lampe multiple avec montage à résistances.

En *Basse fréquence* l'accord n'est pas non plus parfait. L'emploi généralisé (52 %) du tube pentode permet aux Anglais de n'avoir



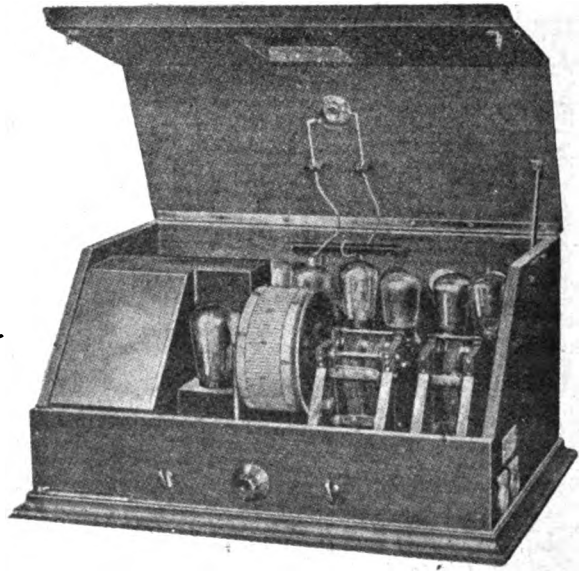
Type de récepteur allemand.

qu'un seul étage (à transformateur) et une seule lampe. Au contraire, les Américains conservent, 85 fois sur cent, deux étages successifs, dont le dernier comporte presque toujours (89 %) deux lampes de puissance en parallèle ou en push-pull. Cette disposition se retrouve fréquemment outre-Rhin.

Il résulte de ces deux points que le *nombre moyen des lampes* est très différent des deux côtés de l'Atlantique. En Angleterre, il y a surtout des postes à trois (35 %) et à quatre (25 %) lampes ; presque pas (3 %) au-dessus de six lampes ; nous n'avons pas les chiffres exacts correspondants pour l'Allemagne, mais ils semblent devoir être du même ordre ; le récepteur primé au concours de la Reich-Rundfunk Gesellschaft était à trois lampes. Au contraire, en Amérique, sur 190 appareils, aucun n'a moins de cinq lampes, et 82 % en

Digitized by Google

ont plus de six. Il est difficile de trouver deux écoles plus opposées.



Type de récepteur allemand.

Quelques points de détail.

Mentionnons, un peu partout, le soin apporté à la lisibilité des cadrans et l'ingéniosité des graduations qui s'y trouvent ; et plus généralement, l'amélioration de la fabrication des pièces détachées, de plus en plus étudiées par des maisons spécialistes et utilisées, non seulement par les amateurs, mais par les constructeurs industriels.

Signalons aussi que les Anglais notent une diminution appréciable (de 90 à 75 % en un an) de l'emploi de la réaction. En Amérique, elle ne risque plus de diminuer, attendu qu'elle n'existe plus nulle part.

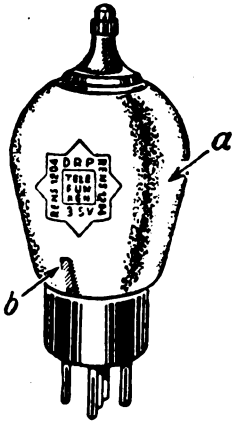
Voici enfin trois nouveautés intéressantes en Allemagne : un modèle de lampe à grille-écran, dont toute la surface extérieure est métallisée et reliée au filament, formant ainsi très simplement un excellent blindage électrique ; un cadre sous écran, donnant la compensation automatique de l'effet d'antenne contre les champs électriques ; enfin une « bobine d'arrêt », à intercaler sur le secteur pour

Digitized by Google

supprimer les parasites qu'il apporte, et très commodément présentée sous forme de cartouche.

Et les performances des appareils?

Tous ces renseignements ont leur valeur, mais ils sont bien superficiels. Les moyens ont de l'intérêt, les résultats en ont davantage.



Lampe à grille écran, à surface extérieure métallisée :
a) couche métallique ;
b) connexion au filament.

Récepteur britannique avec alimentation totale par le secteur.

Comme sensibilité, sélectivité, fidélité, que valent tous ces différents appareils? That is the question.

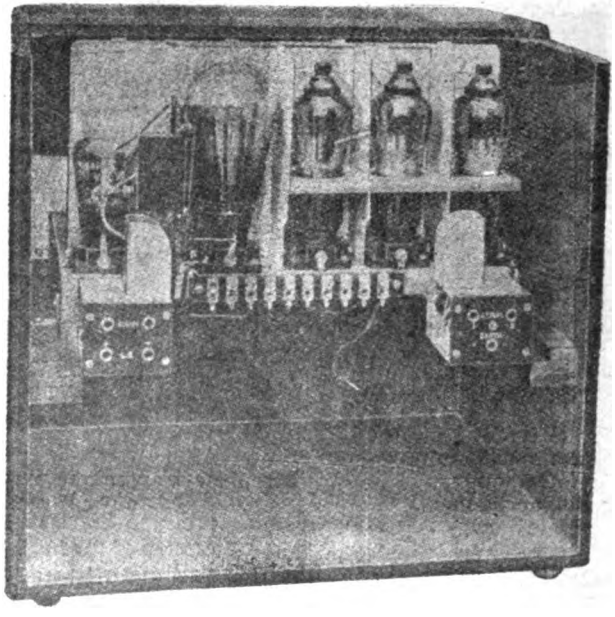
Malheureusement, nous ne pouvons le savoir que très imparfaitement ; le seul document sérieux concerne les appareils américains, c'est la très intéressante étude de Hull. En voici le résumé.

Hull évalue *la sensibilité* par le champ minimum donnant une bonne réception, avec une antenne normale de hauteur effective égale à un mètre. De 5 microvolts en 1928, cette valeur minimum a été portée pour les récepteurs de 1929, à des chiffres de l'ordre de 20 à 50 microvolts ; cela tient à ce qu'il est inutile de recevoir des émissions trop faibles, le niveau moyen des parasites étant alors trop élevé ; une sensibilité exagérée n'est pas avantageuse ; mieux vaut employer l'amplification haute fréquence (de l'ordre de 50.000), soit à compenser les évanouissements avec un régulateur automa-

Digitized by Google

tique, soit à fournir au détecteur une tension de 2 à 10 volts assurant une détection linéaire sans distorsion.

Nous devons remarquer que cette sensibilité semble faible pour des postes ayant 4, 5, 6... étages haute fréquence ; il faut croire que le système américain a pour base la résolution de principe, d'avoir beaucoup d'étages dont chacun amplifie peu. C'est soutenable dans un pays où il n'y a *qu'une seule gamme d'ondes* à recevoir (la gamme courte, 200-600 m.) En Europe, où l'on doit



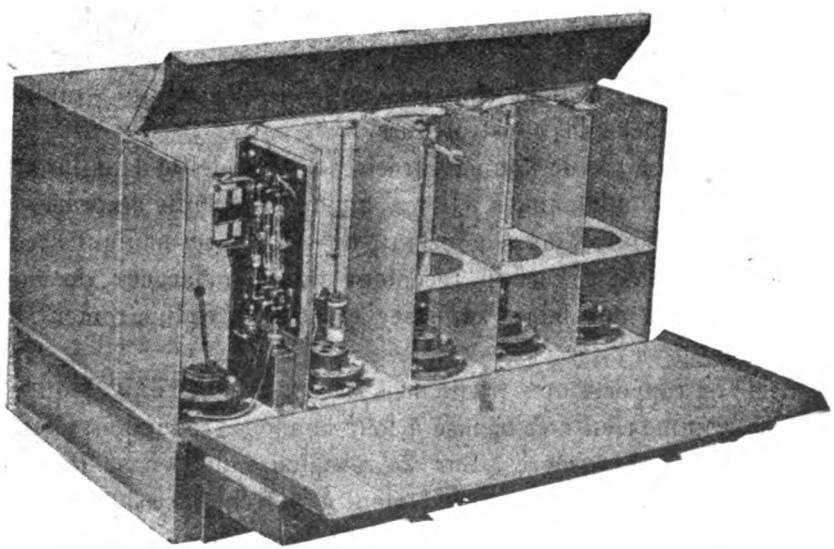
Récepteur britannique à trois lampes H. F. à grille-écran. En dessous, place ménagée pour batteries ou bloc d'alimentation.

avoir deux gammes distinctes, la difficulté de commuter les bobinages deviendrait excessive, en pratique, avec un nombre d'étages aussi élevé. Sans doute est-ce là une raison pour justifier le principe d'un nombre d'étages plus réduit.

La *puissance* fournie par le récepteur dans le haut-parleur, est, elle aussi, en diminution, et tend vers 1,5 watt en moyenne ; il paraît qu'en 1928, cette puissance atteignait couramment 6 et 7 watts (pitié pour les voisins...!) C'est probablement pourquoi on trouve encore très souvent deux lampes au dernier étage, comme nous l'avons signalé.

Digitized by Google

La *sélectivité* devient plus régulière dans l'étendue de la gamme d'ondes couvertes. En prenant comme repère l'affaiblissement produit sur un brouilleur écarté de 10 kilocycles par rapport au signal, on trouvait en 1928, bon nombre de postes pour lesquels cet affaiblissement, supérieur à 30 décibels (soit en intensités, 1/31) vers la limite longue de la gamme, était très notablement inférieur vers la



Dispositif de blindage entourant les lampes à grille-écran dans un récepteur britannique.

limite courte. Ce défaut est beaucoup moins marqué dans les récepteurs 1929 et l'affaiblissement 30 décibels est atteint presque partout.

Observons que cette sélectivité, d'ailleurs tout à fait normale avec des postes de 4 et 5 étages H.F. accordés, suffit à rendre inaudible le brouilleur, s'il est initialement du même ordre de grandeur que le signal — mais non s'il est notablement plus fort. Autrement dit, les récepteurs américains ne permettent généralement pas de recevoir une station lointaine, à proximité d'un brouilleur puissant de longueur d'onde voisine.

Et pourtant, cette sélectivité très raisonnable entraîne déjà un défaut sensible dans *la fidélité* de reproduction des fréquences aiguës de la modulation. Il n'y a aucun poste qui rende les fréquences de l'ordre de 5.000, avec une amplitude plus grande que le tiers environ, de l'amplitude à la fréquence 400; et sur

Digitized by Google

24 postes étudiés, il y en a cinq où ce rendement tombe à 1/50, ou moins. Une pareille inégalité est certainement sensible à l'oreille, mais l'auteur en prend son parti gaiement : la situation, dit-il, s'améliorera lorsque « la marche naturelle de l'évolution aura produit un type d'oreille humaine ou de goût artistique, qui sera universellement satisfait par une musique ne contenant aucune fréquence supérieure à 2 ou 3 kilocycles ». Il nous semble que si l'on adopte l'évolutionnisme intégral, il est aussi simple d'admettre que, le besoin créant l'organe, les futurs amateurs de T.S.F. naîtront avec un poste récepteur complet dans l'oreille, ce qui simplifiera beaucoup la tâche des constructeurs.

Nous n'avons pas de données précises sur la fidélité dans les appareils anglais et allemands ; s'il y a moins de circuits accordés, elle doit être meilleure ; mais pourtant, un article germanique accorde mention spéciale à certain récepteur dont la largeur de bande est 9,5 kC ce qui laisse supposer qu'elle est ordinairement bien moindre.

Ceci se rapporte aux fréquences aiguës ; quant aux fréquences graves, comme rien ne s'oppose à leur bonne reproduction, elles ont fait beaucoup de progrès. Sur 24 récepteurs modernes, Hull en a trouvé 18 pour lesquels le rendement à la fréquence 50 dépasse le tiers du rendement à la fréquence 400; nous croyons inutile, pratiquement, de chercher mieux. Ce résultat fait honneur aux transformateurs basse fréquence des constructeurs américains.

Conclusions.

De cette excursion rapide à travers les radiotechniques étrangères, il se dégage quelques enseignements.

Sans doute, nous l'avons vu, il subsiste, même sur des points importants (nombre de lampes — amplification haute fréquence), des tendances contradictoires ; mais cela s'explique facilement, et par des raisons techniques, et par des raisons commerciales (régimes de brevets, accords entre sociétés, etc.) D'ailleurs, la radiodiffusion est encore une branche industrielle terriblement jeune et dans laquelle, par suite, des divergences sont inévitables.

Mais ces différences font mieux ressortir l'accord sur certains

Digitized by Google

points fondamentaux, que nous voudrions pour terminer grouper sous une même idée générale.

Pendant plusieurs années, on a construit des postes « sportifs ». Nous voulons dire, des postes, qui, bien manœuvrés par leur vendeur faisaient entendre un nombre fabuleux d'émissions : postes de records, de prouesses, faits pour étonner le public. Ces appareils, installés chez l'acquéreur (« homme de la rue » sans connaissances spéciales), donnaient déjà moins de satisfaction ; et du haut-parleur sortaient plus de sifflements et de parasites que de concerts artistiques. Après quelques semaines, c'était bien pire : accumulateurs taris, ou maladroitement renversés ; piles anémiques ; connexions débranchées un peu partout... tel était le cortège de déboires qui surprenait l'auditeur ; et quant aux réparations, c'était un désastre.

Or, si l'on y regarde attentivement, tous ces perfectionnements récents : alimentation par le secteur, réduction de la sensibilité : commande unique, suppression du changeur de fréquence aux harmoniques excessifs, présentation compacte et pourtant accessible... tout cela contribue à changer le caractère de l'appareil. Il battra moins de records, mais il fournira un meilleur service. Il n'est plus destiné à étonner le public, mais à le satisfaire. Par sa qualité de son améliorée, il ne lassera pas le connaisseur. Il marchera correctement pendant de longs mois, et si quelque réparation devient nécessaire, elle s'effectuera facilement.

Cette évolution nous paraît rationnelle et c'est, en effet dans ce sens qu'elle doit continuer.

Nous terminerons enfin par un vœu... Cela n'engage à rien.

Les statistiques comme celles que nous avons utilisées, sont fort difficiles à dresser en France, parce que bon nombre de constructeurs répugnent à donner, sur la partie technique de leurs appareils, des renseignements précis. Quant au tracé de courbes d'amplification, de sensibilité, de fidélité, il ne faut pas leur en parler. Ce mystère n'est-il pas un peu naïf ? Nous souhaitons qu'il prenne fin. En donnant, sur les performances de leurs appareils et sur leurs montages (que les brevets suffisent bien à défendre) les informations demandées, c'est assurément l'intérêt du public, mais c'est aussi le leur qu'en dernière analyse, les bons constructeurs serviront.

Digitized by Google

DIAGRAMME DES CHAMPS ÉLECTRIQUES MESURÉS A MEUDON PENDANT L'ANNÉE 1928 ET LE PREMIER SEMESTRE DE 1929

Les diagrammes ci-après donnent les champs électriques en microvolts par mètre, de Bordeaux (LY), Nantes (UA), Leafield (GBL) et Long Island (WCI). Ces éléments ont été mesurés à Meudon par la méthode indiquée au n° 1 de l'*Onde Electrique* janvier 1922).

Les résultats des mesures précédentes sont contenus dans les n^{os} 10, 17, 22, 25, 31, 35, 37, 44, 48, 52, 53, 70, 72 et 82.

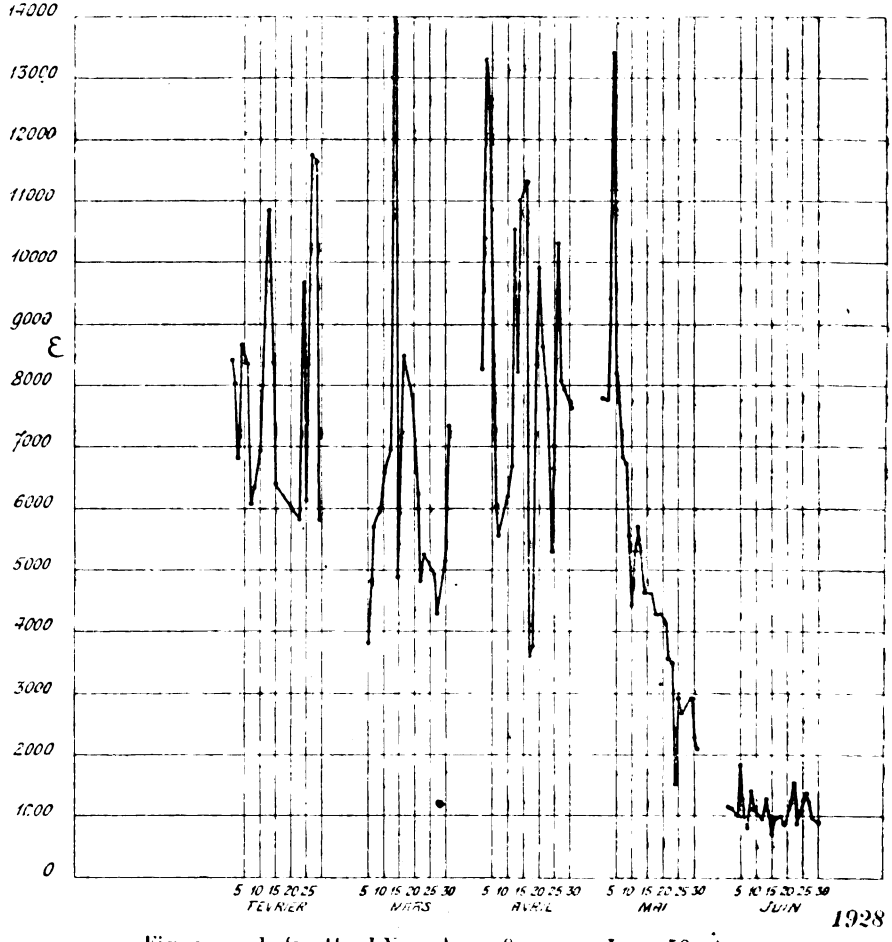


Fig. 1. — Lafayette (LY) ; $\lambda = 18900$ m, $I_m = 580$ A.

Digitized by Google

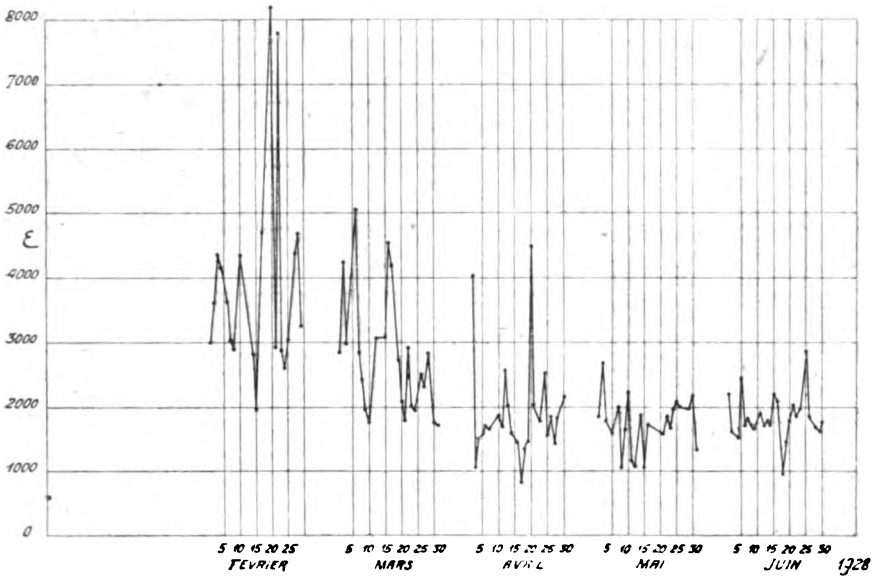


Fig. 2. — Nantes (UA); $\lambda = 8.000$ m, $I_m = 180$ A.

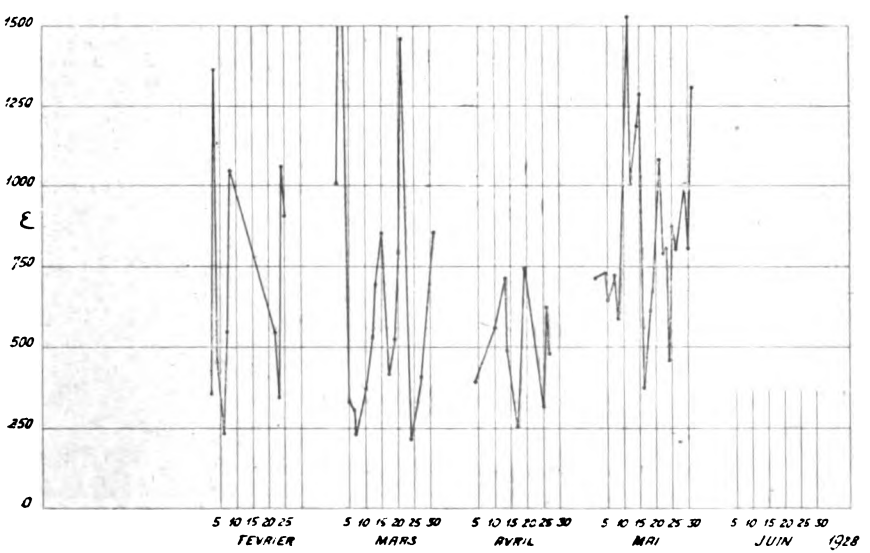


Fig. 3. — Leafield (GBL); $\lambda = 12350$ m, $I_m = 210$ A.

Digitized by Google

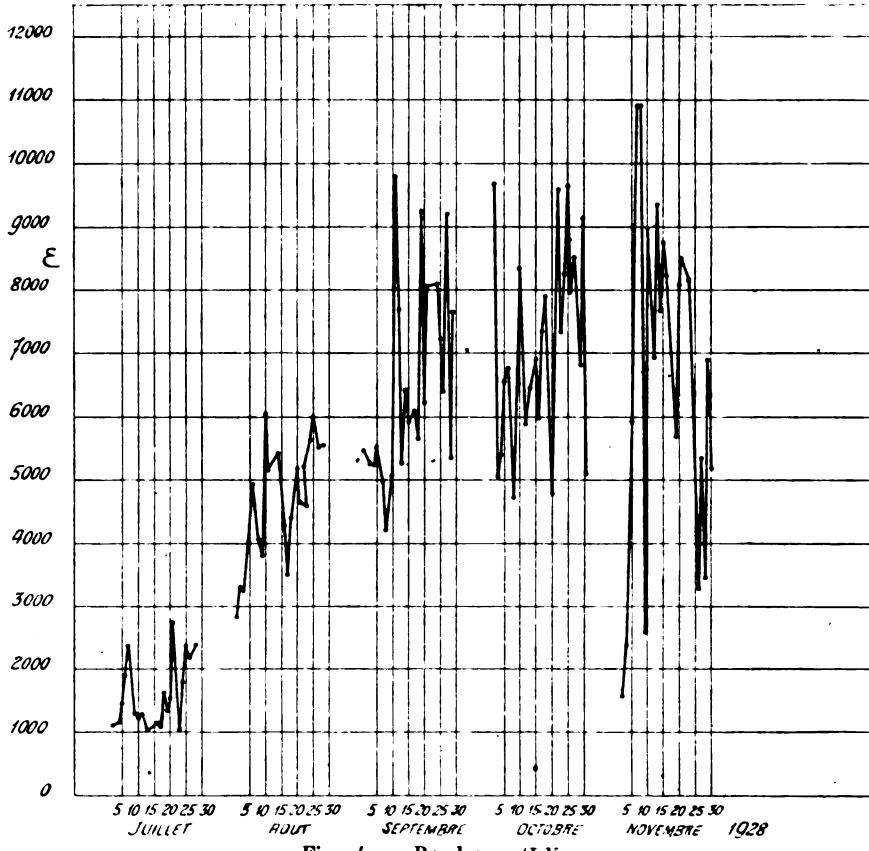


Fig. 4. — Bordeaux (LY .

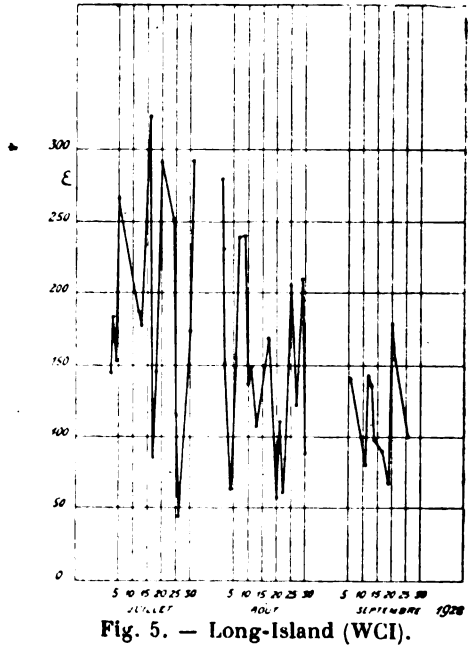


Fig. 5. — Long-Island (WCI).

Digitized by Google

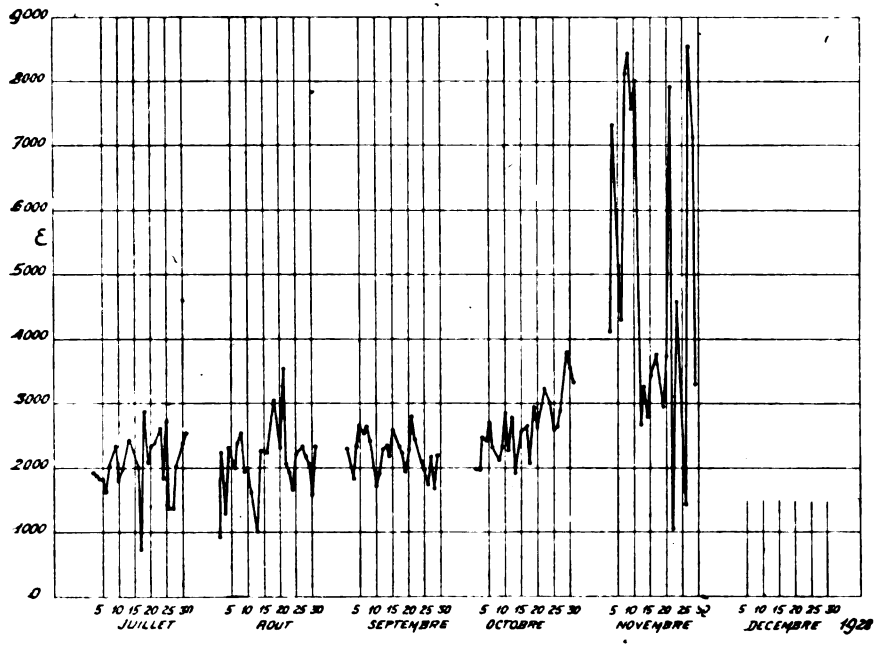


Fig. 6. — Nantes (UA).

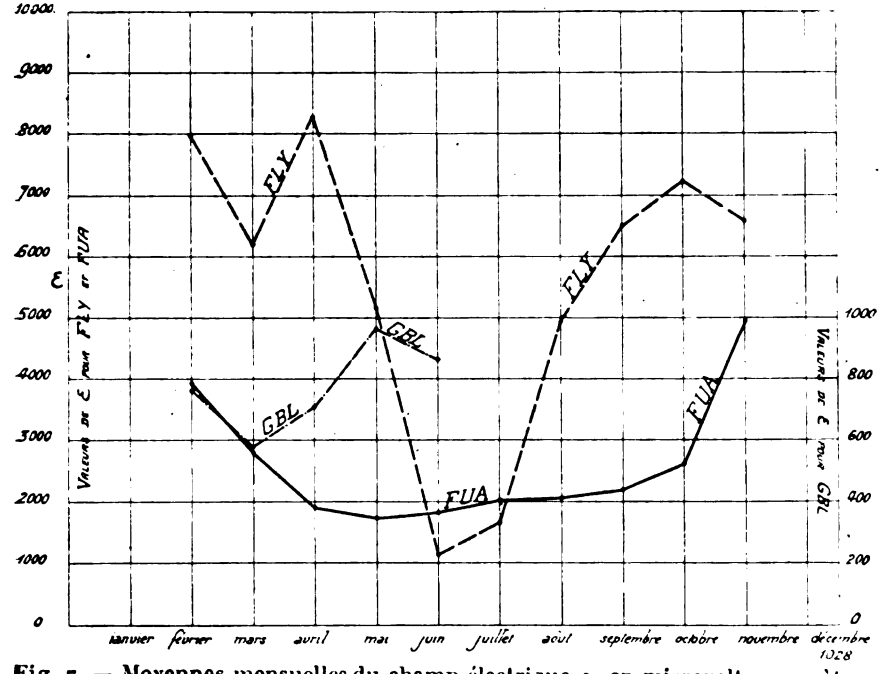


Fig. 7. — Moyennes mensuelles du champ électrique ε, en microvolts par mètre, produit à Meudon pendant l'année 1928, par GBL, FUA et FLY.

Digitized by Google

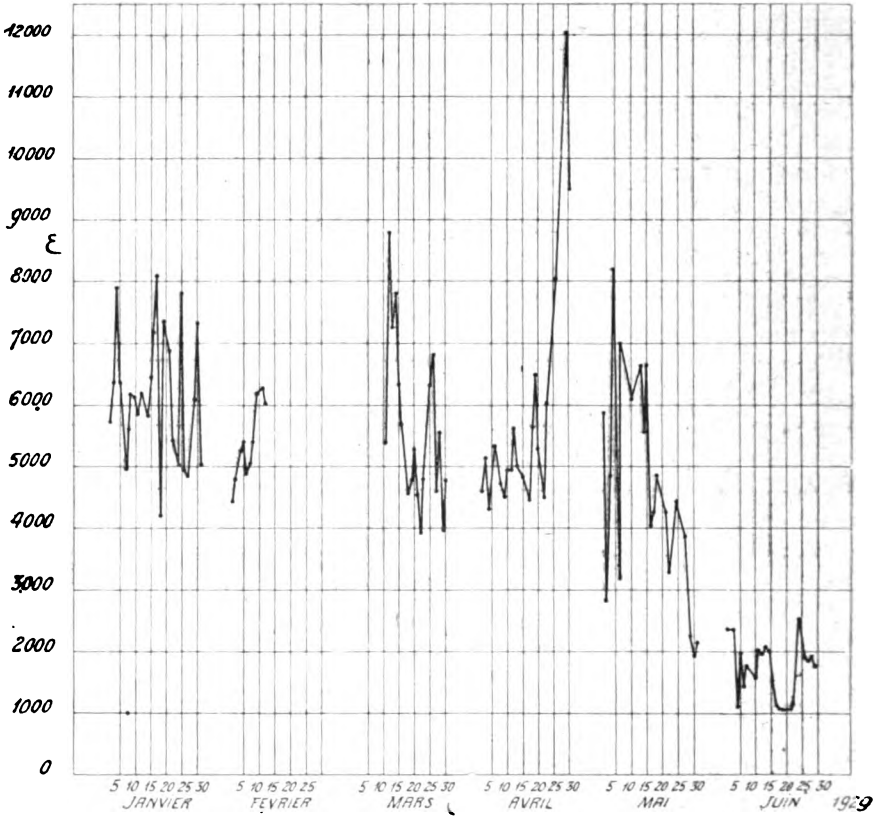


Fig. 8. — Bordeaux (LY).

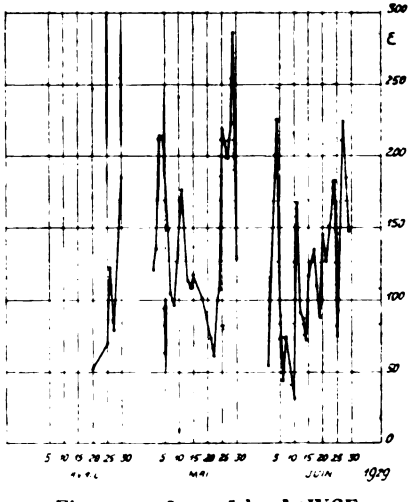


Fig. 9. — Long-Island (WCI).

Digitized by Google

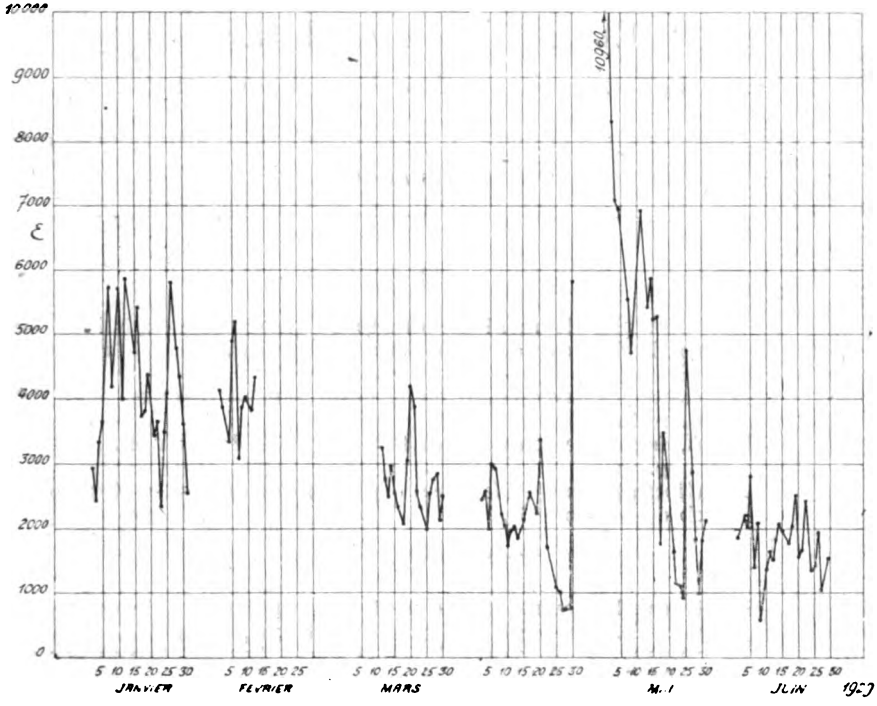


Fig. 10. — Nantes (UA).

Digitized by Google

TABLE DES MATIÈRES

des Articles du Tome VIII

N°s de Référence	TITRES DES ARTICLES
	MESURES
1	Deux exemples de montages qui font intervenir la variation d'un appareil récepteur ou de mesure. — CAGNIARD (L.), février 1929, p. 68.
2	La mesure des fréquences radioélectriques. — DECAUX (B.), août 1929, p. 325.
3	Temps, fréquence, mesure des fréquences. — JOUAUST (R.), octobre 1929, p. 421.
4	La radiotélégraphie et la mesure précise des durées. — LEJAY (P.), octobre 1929, p. 436.
	RAYONNEMENT — PROPAGATION
5	Sur la couche ionisée de la haute atmosphère. — PONTE (M.) et ROCARD (Y.), mai 1929, p. 179 et juillet 1929, p. 306.
6	Observations sur la propagation des ondes électriques courtes pendant l'éclipse solaire du 12 novembre 1928. — STCHOUKIN (M.-A.), septembre 1929, 411.
7	L'absorption des ondes électromagnétiques au-dessus des forêts. — NODON (A.), février 1929, p. 85.
8	Sur l'origine de certains parasites. — MAURAIN (Ch.), avril 1929, p. 131.
9	Sur l'origine de certains parasites. — BUREAU (R.), avril 1929, p. 135.
10	Sur l'orage magnétique du 7 au 8 juillet 1928 et les phénomènes connexes. — MAURAIN (Ch.), avril 1928, p. 170.
11	Activité solaire et propagation. — MESNY (R.), mars 1929, p. 103.
12	Compte rendu des observations radioatmosphériques faites pendant l'année 1927. — PAOLINI (D.-B.) et ILARDI (G.-P.), mai 1929, p. 222.
13	Repérage des directions fixes au moyen d'ondes hertziennes. Radio-Alignements. — AICARDI (Cl), janvier 1929, p. 20.
13 bis	Diagramme des champs électriques mesurés à Meudon pendant l'année 1928 et le 1er semestre de 1929, nov.-déc. 1929, p. 496.
	EMISSION
14	Le mécanisme de la stabilisation des oscillations dans un oscillateur à lampes. — MERCIER (J.), janvier 1929, p. 29 et février 1929, p. 60.
15	A propos de la communication de M. F. Bedeau sur les différentes méthodes de détermination de la condition d'entretien des oscillations dans les émetteurs à lampes. — LATOUR (M.), février 1929, p. 77.
16	Les ondes électriques ultra-courtes. — PIERRET (E.), septembre 1929, p. 373.
17	Note sur le calcul des étages multiplicateurs de fréquence à triodes. — MARIQUE (J.), janvier 1929, p. 1.

Digitized by Google

N°s de Référence	TITRES DES ARTICLES
	RECEPTION
19	La qualité de la réception radiophonique. — David (P.), février 1929, p. 41 et mars 1929, p. 119.
20	Les effets secondaires de la réaction. — Fromy (E.), juillet 1929, p. 281.
21	Etude de la méthode de Beatty pour la mesure de l'amplification d'un étage à résonance. — Bedeau (F.) et Mare (J. de), mars 1929, p. 210.
22	Sur les transformateurs intermédiaires et la reproduction sans distorsion. — Podliasky (I.), mars 1929, p. 111.
22 bis	Comment les récepteurs de radiodiffusion évoluent à l'étranger, nov.-déc. 1929, p. 485.
	EXPLOITATIONS — APPLICATIONS
23	La phototélégraphie d'amateur. — Mesny (R.), octobre 1929, p. 449.
24	Le guidage par ondes dirigées ou radioroutes. — Bourgonnier, novembre-décembre 1929, p. 469.
25	Etude des radiophares pour aéronefs par le « Bureau des Standards », avril 1929, p. 149.
26	Nouvelles cartes aériennes pour l'emploi de la T. S. F. en navigation. — Kahn (L.), mars 1929, p. 87.
	MATERIEL
27	L'état actuel de la technique des lampes à plusieurs électrodes. — Jouaust (R.), juin 1929, p. 227.
28	Les propriétés d'écran des grilles. Les lampes écran. — Rocard (Y), août 1929, p. 347.
29	Sur le calcul théorique des lampes à plusieurs électrodes. — Rocard (Y.), août 1929, p. 353.
30	Les caractéristiques des lampes de réception modernes et leur choix rationnel. — Decaux (B.), juin 1929, p. 262.
31	Un abaque de classification pour les triodes de réception. Application à leur choix rationnel. — Decaux (B.), juin 1929, p. 36.
32	Les redresseurs à oxyde de cuivre. — Demontvignier (M.), mai 1929, p. 192.
	SUJETS NON SPECIAUX A LA T. S. F.
33	Application de la théorie électronique aux mauvais contacts. — Pelabon (H.), avril 1929, p. 160.
34	Sur l'appareillage permettant l'étude du spectre musical. — Podliasky (I.), juillet 1929, p. 297.
35	Récentes applications des cellules photoélectriques associées aux amplificateurs — Toulon (P.), juillet 1929, p. 315 et août 1929, p. 362.

Digitized by Google

TABLE PAR NOMS D'AUTEURS

suivant l'ordre alphabétique

NOMS D'AUTEURS	Nos DE RÉFÉRENCE
AICARDI	12.
BEDEAU	21.
BOURGONNIER	24.
BUREAU	9.
CAGNIARD	1.
DAVID	19.
DECAUX	2, 30, 31.
DEMONTVIGNIER	32.
FROMY	20.
ILARDI	12.
JOUAUST	3, 27.
KAHN	26.
LATOUR	15.
LEJAY	4.
MARE (J. de)	21.
MARIQUE	17.
MAURAIN	8, 10
MERCIER	14.
MESNY	11, 23.
NODON	7.
PAOLINI	12.
PELABON	33.
PIERRET	16.
PODLIASKY	22, 34.
PONTE	5.
ROCARD	5, 28, 29.
STCHOUKIN	6.
TOULON	35.

Digitized by Google

Digitized by Google

Digitized by Google

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

GÉNÉRALITÉS

Quelques autres problèmes sur la différence de potentiel, G. W. O. Howe, *Exp, Wir.*, **5**, avril 1928, 175-183 ; **Quelques définitions fondamentales,** R. M. Wilmotte, même revue, **5**, novembre 1928, 607-615 et discussion, 599.

Suite de l'étude entreprise par le Prof. Howe sur la définition correcte de la différence de potentiel en courant alternatif. (Voir analyse *Onde El.* 1928, p. 27-A).

Dans le premier article, Howe éclaircit par deux exemples la différence entre la « Force-électro-motrice » et la « différence de potentiel ».

Dans le second, Wilmotte critique une phrase erronée du premier, et introduit la notion de potentiel-vecteur. Il donne ensuite les définitions de l'inductance, de la capacité dans les différents cas.

Il nous paraît impossible de résumer utilement la dicussion, qui sera lue avec intérêt par tous les techniciens désireux d'éclaircir leurs idées sur la question.

P. David.

Chaines de circuits résonants, Mallette, *Journ. Inst. El. Eng.* **66**, septembre 1928, p. 968-974.

Les lignes de transmission uniformes, et les filtres simples homogènes, peuvent être ramenés à des suites de circuits résonants identiques et couplés. La théorie de semblables chaînes est donc bien connue, et l'auteur rappelle les noms de Wagner, Kennelly, Cohen, Warren, Bartlett, auxquels il aurait pu en ajouter beaucoup d'autres. Il établit ensuite la formule générale le plus simplement possible, en notations hyperboliques ; enfin, il en donne une interprétation graphique commode pour un nombre élevé de circuits.

P. David.

Distorsion en phase et sa correction, S. Pero Mead, *Bell S. Techn. Journ.* **7**, avril 1928, 195-224.

La distorsion en phase dans presque tous les appareils de transmission ; mais elle est souvent assez faible pour ne pas avoir d'effets fâcheux. Au contraire, sur les câbles de grandes longueurs (télégraphiques ou téléphoniques) elle atteint des valeurs suffisantes pour que les diverses fréquences émises simultanément arrivent les unes après les autres avec des retards appréciables ; d'où une distorsion inadmissible, qui limite la portée réalisable ; l'auteur en fait le calcul pour un câble télégraphique sous-marin et pour une ligne téléphonique pupinisée.

Il est possible de corriger cette distorsion ; soit, si c'est praticable, en modifiant la « charge » de la ligne ou en intercalant, de place en place, des éléments corecteurs ; soit, si les extrémités sont seules accessibles, en y disposant des réseaux plus ou moins complexes : circuit accordé shunté par une résistance ; ou bien suite de cellules en « treillis ».

(Rapprocher ce travail d'une étude de Kupfmuller sur les régimes transitoires, analysé *Onde El.* juin 1928, p. 31-A).

P. David.

MESURES

Méthodes de mesure du champ électromagnétique, C. R. Englund et H. *b.* Friis, *Transact. Am. Inst. El. Eng.* 46, 1927, 492-497.

Article très général sur le champ électromagnétique et les procédés qui permettent de le mesurer.

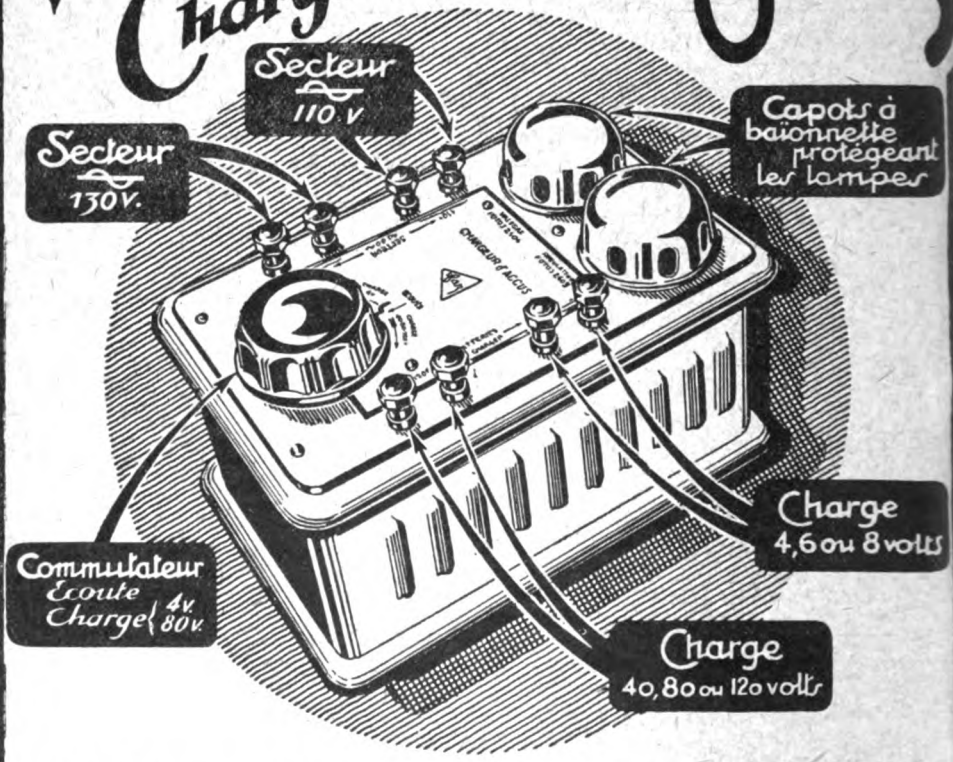
En particulier, l'auteur rappelle le principe des appareils déjà décrits par lui, par Bown et Friis, pour les ondes moyennes (voir analyse, *Onde El.*, septembre 1923, p. 550), celui de l'appareil de Jensen, pour ondes courtes (analyse, *Onde El.*, février 1927, p. 14), et enfin l'emploi du changement de fréquence dans le cas des ondes très courtes, jusqu'à 40 mégacycles. (Friis, Bruce, analyse *Onde El.*, mai 1927, p. 34-A).

Mention est faite de la mesure du niveau des parasites atmosphériques.

P. David.

Digitized by Google

Voici le Chargeur d'accus F.A.R.



Le chargeur d'accumulateur "F.A.R." recharge les batteries de chauffage et de tension plaque sans même les débrancher du poste.

Établissements André CARLIER
13, Rue Charles-Lecocq, PARIS (15e).

Agent général : A. F. VOLLANT
Ingénieur, 31 Avenue Trudaine, PARIS (9e).

AGENTS EXCLUSIFS :

BELGIQUE : **ÉTs JONNIAUX,** 13, Rue des Anges, 13 — LIÉGE.

SUISSE ... **Radio-Grivet,** 4, Route des Alpes, 4 — FRIBOURG.
J. Michel, 7, Avenue de Florimont, 7 — LAUSANNE.

Digitized by Google

RAYONNEMENT

La nature du champ aux environs d'une antenne, R. WILMOTTE, *Journal I. E. E.* **66,** septembre 1928, 961-967.

Le champ aux environs d'une antenne est bien connu tant que l'on suppose le courant sinusoïdal. Mais, en pratique, l'onde est modulée ou manipulée, d'où présence d'une « bande » de fréquences ; d'autre part le courant n'est pas sinusoïdal, même en l'absence de modulation, d'où présence d'harmoniques. Les deux effets superposés augmentent beaucoup les brouillages à proximité de l'émission.

La question est trop complexe pour pouvoir être traitée complètement par le calcul. L'auteur montre seulement : que le rayonnement est sensiblement le même pour les bandes latérales et pour l'onde porteuse ; que celui des harmoniques peut, au contraire, en être notablement différent, tant dans le plan horizontal que dans le plan vertical ; par suite, que la forme de l'onde reçue dépend de la distance et de la conductivité du sol.

Il suggère ensuite que l'on évalue les brouillage au pied même de l'antenne, ce qui simplifie les calculs, en attribuant des coefficients arbitraires aux composantes verticale et horizontale, ainsi qu'aux harmoniques.

P. DAVID.

Etude théorique des relations de phase dans les réflecteurs, R. M. WILMOTTE, J. S. Mc PETRIE, *Journ. Inst. El. Eng.* **66,** septembre 1928, 949-955.

L'auteur pense que l'on établit souvent la théorie des systèmes réflecteurs en adoptant, pour exprimer le champ, les formules valables à grande distance. Or, c'est une erreur, car aux distances de l'ordre de $\lambda/4$, les termes représentant l'induction statique sont importants. L'auteur tient compte de ces termes et met les formules complètes sous une forme plus commode, montrant bien l'amplitude et la phase du champ suivant la distance.

Il en fait successivement l'application à une antenne réflectrice, à un ensemble d'antennes, puis tient compte de la dimension des antennes par rapport à la longueur d'onde.

Il montre que certains résultats élémentaires ne sont que des approximations ; par exemple une antenne réflectrice accordée ne doit pas être placée exactement à la distance $\lambda/4$; un miroir ne doit pas être rigoureusement parabolique.

P. DAVID.

Considérations générales sur la directivité des systèmes projecteurs, R. M. WILMOTTE, *Journ. Inst. El. Eng.* 66, septembre 1928, 949-955.

L'intérêt des systèmes d'émission dirigée, est d'obtenir des faisceaux très étroits. Il est donc intéressant de préciser l'acuité possible avec les différentes combinaisons d'antennes.

L'auteur montre qu'il est avantageux de disposer les antennes élémentaires suivant une ligne *perpendiculaire*, à la direction de propagation favorisée (cependant cette règle n'est qu'une approximation dans le cas où il y a un réflecteur).

Il présente ensuite quelques suggestions pour la réalisation des systèmes projecteurs dont le faisceau fait un certain angle avec le plan horizontal, et pour l'alimentation des rideaux, système Franklin.

Allusion est faite aux travaux sur la même question de BELLINI, mais non à ceux de MESNY *(Onde El.*, 1927, p. 181).

P. DAVID.

ÉMISSION

La Condition d'entretien des oscillations dans les générateurs à lampes pour ondes très courtes, W. PFITZER, *El. Nachr. Techn.* **5,** septembre 1928, p. 348-369.

On sait que pour les ondes plus courtes que 10 mètres, la capacité interne entre électrodes du tube, celle des connexions, forment des dérivations importantes qui jouent le rôle essentiel dans l'entretien des oscillations, de sorte que les formules habituelles, s'appliquent mal.

L'auteur tient compte de la self-induction et de la capacité de chaque connexion, et établit le schéma équivalent. Il représente par des graphiques les limites de leurs valeurs. Puis il calcule la durée de trajet des électrons à l'intérieur de la lampe.

Des vérifications expérimentales ont été faites, soit directement en ondes courtes, avec des lampes spéciales (le fil en hélice formant la grille était court-circuité suivant une génératrice pour diminuer la self-induction) ; soit, en ondes longues, avec des circuits « équivalents ».

Finalement, la difficulté qui limite les plus petites longueurs d'onde possibles, est la trop grande capacité des tubes, qui donne au rapport entre L et C des valeurs trop défavorables.

P. DAVID.

Digitized by Google

Pour comprendre le vrai fonctionnement
des Appareils de T. S. F.

IL FAUT LIRE

J'AI COMPRIS LA T.S.F.!

Cet ouvrage ne ressemble en rien aux autres manuels de T. S. F.

PAR
E. AISBERG
Ingénieur-Radioélectricien
AVEC PRÉFACE DU
Cl RENÉ MESNY
ILLUSTRÉ PAR
H. GUILAC

Cet ouvrage a été publié en Portuguais, Tchèque, Bulgare, Esperanto et Roumain

Sous une forme originale et souvent amusante, utilisant des comparaisons inédites, écrit dans un langage clair, cet ouvrage met *à la portée de tout le monde* la théorie de la T. S. F.

Les débutants y trouveront la réponse à toutes les questions que soulève pour eux la radioélectricité.

Les amateurs expérimentés y verront éclairés d'un jour nouveau tous les problèmes de T. S. F. auxquels ils se sont heurtés.

Notions élémentaires d'électricité. — La lampe de T.S.F. Selfs et condensateurs. — Hétérodyne. — Emission en téLégraphie et téléphonie. — Récepteurs à galène. — Détection par lampe. — Réaction. — Amplificateur H.F. et B.F. — Le montage T.P.T. 8. — Le Superhétérodyne. — Le Neutrodyne.

Un volume de 150 pages de grand format (18 × 23 cm.) de présentation très soignée avec dessins en marges.

PRIX : **15 frs** - Franco : **16.50**

Étienne CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, 40 — PARIS (6e)

Digitized by Google

RÉCEPTION

****

Note sur la théorie du transformateur haute fréquence, H. DIAMOND et E. Z. STOWELL, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, septembre 1928, p. 1194-1202.

On a fait de bien des manières la théorie de transformateur haute fréquence ; mais elle n'est jamais parfaitement d'accord avec les résultats expérimentaux. Les auteurs tiennent compte d'un élément jusqu'ici négligé : la capacité entre les enroulements primaire et secondaire. Bien que cette capacité soit une fonction mal connue du couplage, ce qui complique le problème, les formules trouvées donnent une meilleure approximation que celle obtenue précédemment : elles expliquent, en particulier, une différence dans la valeur du couplage optimum et une légère perte d'amplification.

P. DAVID.

Sur l'énergie apportée au récepteur par la prise de terre, A. SZEKELY, *Zeitschr. Hochfr. Techn.* **32**, septembre 1928, 83-86.

L'auteur a déjà publié un premier travail sur la question (voir *O. E.*, octobre 1927, p. 51-A) ; il avait observé que le courant dans un cadre augmente notablement, mais très irrégulièrement suivant les jours et les heures, lorsqu'on relie une des bornes à une conduite d'eau ou de gaz ; il avait attribué cette augmentation aux courants directement induits par l'émetteur dans la partie souterraine de ces conduites.

Des expériences ultérieures lui ont montré que l'augmentation se produit aussi, mais cette fois bien plus régulière (dans le rapport moyen de 7,8), lorsque la prise de terre est faite par un fil isolé terminé dans un tube enterré : mais qu'elle devient inappréciable si le récepteur est amené au ras du sol et si la prise de terre ne comporte plus aucune partie verticale.

Modifiant sa première explication, l'auteur a été amené à penser que l'effet produit est dû à ce que *la partie verticale* de la prise de terre, joue le rôle d'antenne, les courants induits se fermant par capacité entre le cadre et la terre. Un calcul approximatif confirme l'ordre de grandeur du phénomène.

Dans cette hypothèse, les variations primitivement observées d'un moment à l'autre proviendraient d'un changement de régime des ondes stationnaires induites sur les canalisations, notamment par la présence en nombre variable de récepteurs du voisinage diversement accordés.

P. DAVID.

Effet de la composition chimique de la galène sur sa sensibilité comme détecteur ; émission à froid par les cristaux, OGAWA, NEMOTO, KANEKO, *Research. El. Techn. Lab.* Tokyo, n° 230, juin 1928.

Continuant leurs travaux sur la détection par galène (voir analyse, *Onde El.*, janvier 1928, p. 4-A) les auteurs ont étudié systématiquement l'accroissement de sensibilité qu'on peut obtenir en incorporant à la galène des sels de divers métaux.

Ils avaient déjà mis en évidence le rôle de l'argent. Des résultats analogues sont obtenus avec le fer, l'aluminiun, et divers autres métaux, dont les alcalins.

Certains métalloïdes, agissent aussi, mais en inversant le sens du courant rectifié : arsenic, antimoine, halogènes.

La théorie des auteurs étant que le fonctionnement du détecteur est dû à une émission électronique, ceci s'explique par l'augmentation de cette émission, comme l'action du thorium sur le tungstène. Cette émission à froid est confirmée par diverses expériences et s'accorde parfaitement avec les expériences de PELABON *(Onde El.*, septembre 1927) ; les auteurs en précisent le mécanisme. Ils concluent en ces termes : « Un détecteur à cristal n'est pas autre chose qu'un tube à vide fonctionnant à froid en redresseur par l'inégalité d'émission électronique de deux électrodes mal isolées ».

P. DAVID.

Sur la théorie de l'amplificateur de puissance, M. VON ARDENNE, *Proc. Inst. Rad. Eng.* **16**, février 1928, 193-207 ; et **Le dernier étage (de puissance) des amplificateurs**, même auteur, *Exp. Wir.* **5**, octobre 1928, p. 556-564.

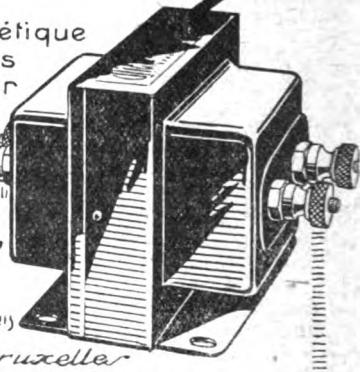
Les mêmes idées ont déjà été exposées dans un article précédent du Zeitschr. Hochfr. Techn. *(Onde El.*, analyses, mars 1928, p. 19-A).

Il s'agit de fournir à un haut-parleur donné, au moyen d'un tube donné, l'énergie maximum compatible avec l'absence de distorsion. Les conditions limites sont de ne jamais rendre la grille positive, et de ne pas sortir de la région rectiligne des caractéristiques de plaque.

Digitized by Google

LES TRANSFORMATEURS CROIX

en carter non magnétique
se vendent dans
le Monde entier
500.000
en service



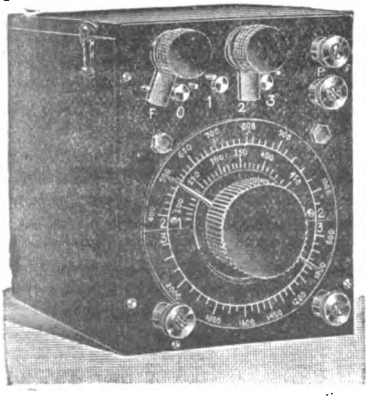
CONSTRUCTIONS ELECTRIQUES "CROIX"
3, rue de Liége - PARIS
Teleg: Radisolor PARIS

AGENCES à : Amsterdam, Bruxelles
Budapest, Copenhague, Lisbonne, Londres
Prague, Oslo, Stockholm, Varsovie, Vienne, Zurich

Publicité G. Cordonnier

Téléphone : SÉGUR 73-44
R. C. Seine 22.262

Modèle G. C.



De 10 à 550 mètres.

LA PRÉCISION ÉLECTRIQUE

(Anciens Établissements HORY)

10, rue Crocé-Spinelli, PARIS-14e

Fournisseurs des Administrations de l'État et des Gouvernements étrangers

GRAND PRIX AU CONCOURS DE T. S. F. DE 1922

Ondemètres munis de la méthode de zéro
Système H. ARMAGNAT (Breveté S. G. D. G.)

Ondemètres à self-inductances interchangeables
(Type G. de 100 à 5.000 mètres et type G. C. de 10 à 550 mètres.)

Ondemètres Controlo
(De 100 à 1.200 mètres et de 200 à 2.000 mètres.)

RÉCEPTEURS RADIOTÉLÉPHONIQUES

Condensateurs variables à air pour réceptions

Condensateurs variables à air pour haute tension

Condensateurs fixes sous ivoirine et sous tube

Résistances sous tube

Transformateurs, Détecteurs, Pièces détachées

Digitized by Google

Par des formules et des graphiques, l'auteur détermine les tensions grille et plaque à adopter ; il envisage le cas de plusieurs tubes en parallèle, ou, au contraire, de plusieurs hauts-parleurs en parallèle. Il montre l'avantage des tubes à faible impédance.

Il continue à envisager l'emploi de tensions plaque de l'ordre de 400 à 900 volts sans tenir compte de la limite d'échauffement de la plaque.

P. DAVID.

Propriétés électriques et qualités acoustiques des amplificateurs de radio-diffusion, H. RUKOP, *Zeitschr. Hochfr. Techn.* **32**, 1, 2, 3, juillet, août, septembre 1928, p. 18-22, 65-73, 86-93.

Résumé d'une longue étude faite aux laboratoires de la Telefunken, sur la construction des amplificateurs successifs nécessaires entre le microphone et les tubes modulateurs du poste d'émission.

Ce problème présente les difficultés réunies de la technique des communications (grand intervalle de fréquences) et des courants industriels (puissances importantes). Il peut être cependant résolu, soit qu'on veuille obtenir une amplification parfaitement régulière sur toutes les fréquences, soit qu'on désire favoriser systématiquement certaines d'entre elles.

L'auteur examine d'abord les amplificateurs à résistances. Il estime que si les capacités de liaison sont assez grandes et celles parasites des tubes assez petites, on peut obtenir une amplification « presque idéale » entre 30 et 10.000 p:s.

Il étudie ensuite le couplage par transformateurs en distinguant deux cas :

1° Transformateur de sortie, de ligne,.. etc., qui travaille avec un débit appréciable, c'est-à-dire dans les conditions normales d'un transformateur de puissance.

Dans ce cas, les résistances des deux circuits à raccorder, déterminent le rapport de transformation et la réactance minimum du primaire. Il ne faut pas de fuites magnétiques.

2° Transformateur attaquant la grille d'une lampe, sans débit appréciable. Le secondaire est simplement fermé sur la capacité des enroulements et des connexions.

Le schéma équivalent est celui de la fig. 1, ϱ représentant les pertes dans le transformateur, Σ_1, Σ_2, les fuites.

La principale résonance est alors celle de la self-induction L avec la capacité C ; d'où le maximum *a* de la courbe d'amplification (fig. 2). Mais il peut y avoir également résonance des selfs de fuite $\Sigma_1\Sigma_2$ avec C, d'où le maximum *b* de la courbe.

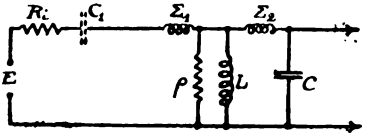


Fig. 1

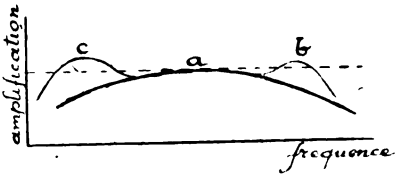


Fig. 2

Enfin, en intercalant en série le condensateur C_1, on peut créer une troisième résonance avec le maximum *c*. L'art du constructeur est d'utiliser ces trois résonances pour obtenir la forme de courbe désirée.

Lorsqu'un transformateur est établi pour une résistance donnée au primaire, il ne faut pas la changer ; en particulier, si l'on veut régler l'amplification, on doit employer un montage qui la maintienne constante.

L'auteur montre, par une série de courbes, quels résultats très satisfaisants ont été obtenus par ces considérations. La fidélité est parfaite entre les fréquences 40 et 8.000 p:s ; c'est plus que l'oreille n'en exige, mais l'auteur pense que ce degré de qualité « a de la valeur lors de l'écoute prolongée par des centaines de milliers d'auditeurs ».

P. DAVID.

EXPLOITATION - APPLICATIONS

Téléphonie transatlantique. Le problème technique, O. B. BLAKWELL, *Bell S. Techn. Journ.* 7, avril 1928, 168-186; *Journ. Am. Inst. El. Eng.* **47**, mai 1928, 369-373.

Conférence générale montrant les difficultés techniques soulevées par la téléphonie transatlantique, et leurs solutions actuellement réalisées ou en cours.

Le premier dispositif comporte, dans les deux sens, une transmission en ondes longues (5.000 m. environ) et « sur une

Digitized by Google

SILICE PURE FONDUE SiliS SILICE PURE FONDUE

"SiliS"

est, de tous les isolants, celui qui s'échauffe le moins dans un champ de de haute fréquence

Silis transparente	1
Silis opaque	2,5
Porcelaine	25
Verre	11 à 25
Ebonite	18 à 25
Bakélite	100

Pertes comparées d'énergie dans quelques diélectriques usuels.

QUARTZ ET SILICE

Siège Social : 8, rue d'Anjou, PARIS, VIII^e^

TÉL. : Anjou 10-99 / Inter 214

Usine à Saint-Pierre-les-Nemours

R. C. Seine 206-183

Adresse Télég. : Siliquartz-Paris 123

LA FAMEUSE NOTICE 155

10.000 exemplaires épuisés en deux mois

Devant le succès de cette première édition, nous faisons un nouveau tirage de notre notice technique sur l'emploi de nos appareils de mesure en T. S. F.

Tout ce qu'on peut faire avec un milliampèremètre-volmètre :

Contrôle et **Dépannage** d'un poste.

Mesure d'isolement de voltage, d'intensité, de batteries courant plaque, courant grille, etc...

Mesure de lampes sans avoir besoin de tracer des courbes.

Cette Notice technique de vulgarisation vous sera envoyée gracieusement sur demande,

aux Établissements CHAUVIN et ARNOUX,

186, rue Championnet

Vient de paraître :

De BELLESCIZE

LE SUPERHÉTÉRODYNE

PRINCIPE

INVENTION -:- ÉVOLUTION

Étude suivie avec reproduction
— des principaux brevets —
— relatifs à ce montage —

Prix : **15** francs

Étienne CHIRON, éditeur, 40, rue de Seine, PARIS

Digitized by Google

seule bande » ; la suppression de l'onde porteuse multiplie par 6 environ l'efficacité pour une puissance donnée. Les stations d'émission, de l'ordre de 200 kw, sont situées à Rocky Point (États-Unis) et Rugby (Angleterre).

Après quelques changements, les stations de réception ont été reportées passablement au Nord, à Houlton (Maine) et Cupar (Écosse) ; les antennes employées sont du type Beverage (antenne ondulatoire) de 5 km de longueur. L'amélioration obtenue par rapport aux parasites est estimée comme équivalente à une augmentation de puissance de 5.000 à l'émission.

Des systèmes différentiels et des relais permettent la conversation duplex, chaque station d'émission étant mise en marche par la voix du correspondant convenable.

Un perfectionnement sera mis en service dans quelques mois, ayant pour objet d'assurer complétement le secret des communications : l'auteur ne donne aucun renseignement sur son principe.

Des liaisons à ondes courtes ont été également essayées. Malgré l'emploi de réflecteurs et le choix de la longueur d'onde, les résultats ont été moins bons que sur ondes longues. Néanmoins ces liaisons sont conservées à titre de secours et pourront vraisemblablement être améliorées. En les combinant avec le dispositif existant, on pense assurer un service permanent durant l'hiver et de l'ordre des 90 % du temps pendant les plus mauvais mois d'été.

P. DAVID.

Radio-Phares pour la traversée aérienne du Pacifique, C. S. SHANGRAW, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16, 9**, septembre 1928, 1203-1235.

On sait que la traversée aérienne du Pacifique, de San-Francisco à Honolulu (îles Hawaï), a été tentée par plusieurs avions durant les mois de juin, juillet et août 1927, et réussie par quatre d'entre eux (distance 4.000 km.).

Des radio-phares spéciaux avaient été installés pour guider les avaiateurs suivant l'arc de grand cercle. Le principe du radiophare était de réaliser deux émissions dirigées, faisant entre elles un angle de 60° dont la bissectrice était orientée suivant la trajectoire à suivre. Un commutateur automatique les faisait fonctionner alternativement, les signaux émis par l'une (des NNN) étant la contremanipulation des signaux de l'autre (des AAA). De telle sorte que sur la trajectoire correcte, les deux signaux étant d'égale force, on entendait un trait continu. En s'écartant d'un côté, l'une des émissions augmentait, l'autre s'affaiblissait ; les signaux de la première étaient perçus comme se détachant sur un fond plus faible. C'était l'inverse si l'on s'écartait de l'autre côté. L'avion, muni d'un simple récepteur télégraphique, connaissait donc sans aucune manœuvre sa position par rapport au faisceau. (Ce type de phare est employé couramment pour la navigation aérienne aux États-Unis, voir *O. E.*, octobre 1928, analyse R. GUNN, p. 56-A).

Les deux installations faites en vue des raids transpacifiques, avaient des puissances de 1 kw ; l'aérien dirigé était du type Bellini-Tosi, la longueur d'onde était aux environs de 1.000 m. L'auteur les décrit en détails avec de nombreuses photographies, et raconte comment elles ont été montées, l'une à Crissy Field, près San-Francisco, l'autre dans l'île de Maui, près Honolulu, en un mois et demi.

Les résultats ont été extrêmement satisfaisants en ce qui concerne le principe du radio-phare. La précision du guidage était de l'ordre d'une dizaine de km. à *deux mille* kilomètres de distance. L'un des avions (gagnant du Dole Derby) a reçu constamment les signaux de l'un ou l'autre des phares, et, pendant un moment, au milieu du trajet, les deux simultanément ; le navigateur estime que ce fut un « succès absolu » et que « sa tâche en fut fort simplifiée ».

Le point faible semble être la réception à bord d'avion ; ce fut, en effet, pour cause de panne à leur ensemble récepteur, que deux autres appareils ne profitèrent que partiellement du guidage établi.

P. DAVID.

Détermination de la position d'un navire hydrographe par procédé radioacoustique, J. H. SERVICE, *Journ. Am. Inst. El. Eng.* **47**, septembre 1928, 670-674.

Il est intéressant pour un navire chargé de sondages hydrographiques, d'obtenir sa position avec le maximum de précision. Le procédé suivant a été employé aux États-Unis.

Plusieurs stations côtières sont munies de microphones sous-marins ; ceux-ci, par l'intermédiaire d'un amplificateur et d'un relai, peuvent déclancher un émetteur radioélectrique qui transmet aussitôt un signal convenu.

Digitized by Google

TRANSFORMATEURS

VALVES HAUTE TENSION

"KENOS L. S. T."

RÉPARATION DE
LAMPES D'ÉMISSION

CONDENSATEURS ET SELFS
pour Filtres émission

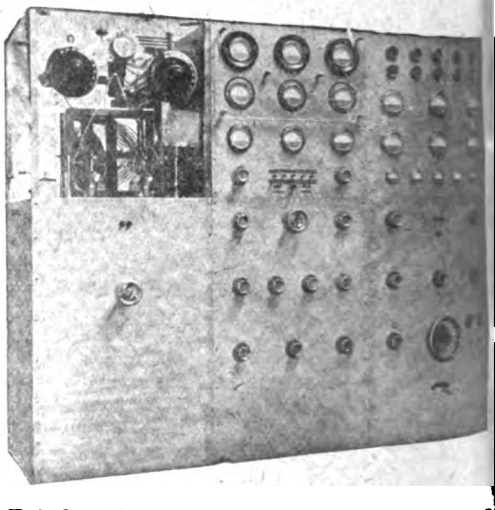
Quartz oscillant

à partir de 100m de fondamentale,
étalonné ou non, garanti oscillant
sans couplage grille

VALVES A GAZ avec ou sans FILAMENT
TUBES AU NÉON, MERCURE, etc...
TUBES LUMINESCENTS

Société L. S. I.

11, Impasse Marcès, PARIS (IX)



POSTE DE BROADCASTING

2 Kilowatts

Étab. G. I. KRAEMER, 16, rue de Chateaudun
ASNIÈRES (Seine)

Téléphone : Wagram 86-72
Asnières 12-48
Asnières 12-49

Digitized by Google

Pour avoir sa position, le navire fait éclater une bombe sous-marine ; le son se propage à une vitesse connue, et actionne successivement les microphones des stations côtières, suivant leur distance. On mesure à bord le temps écoulé entre l'explosion et la réception radio des signaux caractéristiques de ces stations ; d'où les distances, et finalement la position cherchée.

La méthode serait utilisable à des distances supérieures à 120 km.

P. DAVID.

Service des communications aéronautiques, E. B. CRAFT, *Bell. S. Techn. Journ.* **7** octobre, 1928, 797-807.

Le développement des services réguliers par avions de jour et de nuit nécessite des liaisons complexes et délicates.

1° *Prévision du temps.* Le service météorologique établit ses prévisions sur les rapports d'un certain nombre de postes éloignés. Il est indispensable d'avoir avec eux des liaisons sûres et rapides. Un système d'essai fonctionnant en Californie, permet de recevoir, cinq fois par jour, les compte-rendus téléphonés de 40 observateurs, à raison de une minute pour chacun.

2° *Communications entre aérodromes.* Pour informer les pilotes du temps probable, de même que pour prévenir des départs, arrivées, incidents, etc... il est indispensable que les aérodromes aient entre eux des liaisons excellentes. Le procédé le plus recommandable est l'emploi des télégraphes imprimant « télétypes » fonctionnant sur les lignes téléphoniques : on a ainsi les avantages de l'enrégistrement sans immobiliser d'opérateur.

3° *Communications avec les avions, en vol.* Elle ne peut se faire que par radio, et généralement, en raison de l'absence de personnel spécialisé à bord, par téléphonie. L'usage en Europe (sur Paris-Londres) est de réaliser des communications individuelles et bilatérales avec chaque avion, et de faire enlever sa position, quand il la demande, par des radiogoniomètres fixes au sol. Pour simplifier, on pourrait souvent se contenter d'un service unilatéral de radio-diffusion des informations météorologiques, complété pour le guidage par des radio-phares, soit tournants (système anglais), soit donnant un alignement fixe (système américain).

Pour terminer l'auteur signale l'étroitesse des bandes de fréquences allouées à ces divers services (980-850 m. pour avions, 1050-950 m. pour phares), et les difficultés qui en résultent de plus en plus.

L'article est illustré de photographies relatives à la station d'essais et à l'avion-laboratoire des Bell System Laboratories.

P. DAVID.

La téléphotographie d'après le système Lorenz-Korn, W. SCHEPMANN, A. EULENHÖFER, *El. Nachr. Techn.*, **5**, octobre 1928, 373-381.

Le système Lorenz-Korn pour la transmission des images comporte, au départ, l'exploration de l'image par cellule photoélectrique ; à l'arrivée, un faisceau lumineux, tombant sur un papier sensible, est partiellement démasqué dans la mesure convenable par le mouvement d'un galvanomètre à corde.

La principale originalité consiste en ce que les courants de synchronisation sont simplement surperposés aux courants d'image ; leur amplitude étant maintenue plus faible, un réglage convenable du galvanomètre permet d'annuler leur effet sur la lumière, tandis qu'une dérivation filtrée et amplifiée leur permet de régulariser le moteur. (Le détail de cette régularisation est donné ; on emploie un frein électrique dont l'action varie suivant la phase entre le courant local et le courant de synchronisation).

Le système a fonctionné sans fil à 300 km. avec une puissance émise de 600 Watts (longueur d'onde 1050 m.) ; la vitesse de transmission est de 100 cm² par minute.

Plusieurs photographies permettent d'apprécier la qualité des résultats obtenus.

P. DAVID.

La réglementation des stations d'émission à ondes très courtes, S. C. HOOPER, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, septembre 1928 ; 1240-1251.

La possibilité d'obtenir avec les ondes très courtes des portées énormes, crée une situation toute nouvelle pour la réglementation de leur emploi.

L'auteur commence par résumer, en une table et un graphique, ce que l'on sait actuellement sur la propagation de ondes courtes, et particulièrement 13 à 50 m. (6.000 à 23.000 Kc) : portées de jour, portées de nuit, zones de silence. Les chiffres donnés sont naturellement des moyennes générales.

Il examine ensuite la précision avec laquelle une fréquence prescrite peut être

Digitized by Google

VIENT DE PARAITRE

André GUILBERT

Ingénieur diplômé de l'École Supérieure d'Électricité

ÉTUDE

théorique et expérimentale

DU

CIRCUIT MAGNÉTIQUE DÉFORMABLE

Notions sur le circuit magnétique.
Étude du circuit magnétique déformable.
Appareil d'étude et méthodes de mesures.
Exposé des résultats relatifs à la vérification des formules de l'attraction des électro-aimants.
Étude particulière de l'hystérésis et du fonctionnement en aimant.

Un volume grand in-8. 25 francs.

Étienne CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, Paris

VIENT DE PARAITRE

P. LUGNY

LES ONDEMÈTRES

CONSTUCTION
ÉTALONNAGE
::: EMPLOI :::

Le livre le plus complet de tous ceux qui traitent de la question, contient une étude détaillée de toutes les méthodes de mesure.

PRIX : 6 fr, ; franco : 7 fr.

Étienne CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, Paris

L. MANDELSTAM et N. PAPALEXI, titulaires du brevet français n° 613.288 (procédé pour moduler les courants à haute fréquence de transmetteurs à tubes pour radiotélégraphie et radiotéléphonie) offrent de vendre ce brevet ou d'en concéder la licence.

Adresser toutes propositions ou demandes de renseignements au journal qui transmettra.

Digitized by Google

réglée et maintenue en service courant. Bien que dans certains cas particuliers, cette précision atteigne 3 à 5 dix-millièmes, on ne peut actuellement compter que sur une précision moyenne plus faible, de sorte que deux communications, pour être indépendantes, doivent être écartées de 2 millièmes de leur fréquence ; les progrès en cours font prévoir, d'ici un an ou deux, la réduction de cet intervalle à la moitié environ.

Se basant sur ce dernier chiffre, donc en écartant les fréquences voisines de 0,1 pour cent, on trouve, dans la gamme indiquée, place pour 1248 communications indépendantes.

Sur ce nombre, en vertu des accords internationaux existants, 880 sont destinées, soit aux communications fixes, soit indistinctement aux communications fixes ou mobiles : plus de la moitié est déjà en service.

Le reste, soit 398, a été attribué aux stations mobiles ; en fait un peu moins de la moitié est déjà utilisé.

Quarante fréquences sont réservées pour la radio-diffusion : un certain nombre est également prévu pour les amateurs.

En vue de répartir logiquement les fréquences disponibles d'après les nouveaux besoins, l'auteur dresse un plan de priorité et le discute sommairement. De nombreuses difficultés s'élèveront sans doute : par exemple, rien n'a été prévu pour la télévision, et bientôt peut-être elle demandera sa part dans les communications possibles.

P. DAVID.

MATÉRIEL

Nouvelles recherches sur les microphones à charbon, C. A. HARTMANN, *El Nachr. Techn.* **5**, septembre 1928, 344-347.

Les recherches en question portent sur la distorsion non-linéaire des microphones à charbon.

La production des harmoniques parasites a été mise en évidence au moyen d'un dispositif analogue à celui de MEYER (voir analyse *Onde El.*, février 1928, p. 11-A). Le résultat trouvé est acceptable, le « coefficient de cliquetis » (rapport de l'harmonique au fondamental) ne dépassant pas 5 %.

D'autre part le « seuil de sensibilité » (« Reizschwelle ») a été observé par comparaison avec un microphone à ruban parfaitement linéaire. Il est de l'ordre de 0,003 à 0,01 *bar* (dyne /cm²) ; c'est encore beaucoup, et des progrès sont désirables à ce point de vue.

P. DAVID.

DIVERS

Applications pratiques de l'intégrale de Fourier, G. A. CAMPBELL, *Bell S. Techn. Journ.* **7** octobre 1928, 639-707.

On sait que l'intégrale de Fourier permet l'étude des régimes transitoires quelconques dans un système linéaire dont on connaît les propriétés en régime permanent. (Voir, par exemple, analyse de l'article de KUPFMULLER, *Onde El.*, juin 1928, p. 31). Mais la solution n'est obtenue que par une double intégration, parfois longue et difficile. En vue de dispenser les techniciens de cette perte de temps, l'auteur a récapitulé et méthodiquement groupé, toutes les fonctions actuellement connues et reliées entre elles par l'intégrale de Fourier. Il a constitué ainsi une table de plusieurs centaines de « couples », dont l'intérêt peut être considérable pour tous les problèmes de régimes transitoires.

Un premier tableau donne la liste des couples, la fonction de gauche étant le « spectre de fréquences » de celle de droite : les relations (200) à (225) montrent en outre les transformations et combinaisons possibles, en particulier comme quoi on peut intervertir le rôle des deux fonctions moyennant un changement de signe de la variable.

Un second tableau fournit les solutions toutes préparées pour diverses admittances et les trois principaux types de perturbations ; c'est, si l'on veut, un recueil d'exemples appliqués aux circuits électriques complexes, à la propagation de la chaleur, aux vibrations dans les solides et les fluides, etc.

L'auteur prévoit des extensions ultérieures de son travail à diverses fonctions transcendantes non encore utilisées.

P. DAVID.

Sur une méthode simple permettant l'analyse automatique du son et la mesure de la distorsion non-linéaire des microphones à charbon,, E. MEYER, *El. Nachr. Techn.* **5**, octobre 1928, 398-403.

Le principe de la méthode est le suivant :

Digitized by Google

J. GROSZKOWSKI

Traduit du polonais par

M. TEYSSIER, Ingénieur-Électricien

LES LAMPES
A PLUSIEURS ÉLECTRODES
ET LEURS APPLICATIONS

Préface de René MESNY

ÉMISSION D'ÉLECTRONS PAR LES CORPS INCANDESCENTS

LA LAMPE CATHODE A DEUX ÉLECTRODES
(Exemples numériques de calculs de lampe à deux électrodes)

LA LAMPE CATHODE A TROIS ÉLECTRODES
(Exemples de calcul de lampes à trois électrodes)

FONCTION DÉTECTRICE DE LA LAMPE CATHODE A TROIS ÉLECTRODES
(Exemples de calcul d'établissement de détecteur à lampes)

FONCTION AMPLIFICATRICE DE LA LAMPE CATHODE A TROIS ÉLECTRODES
(Exemples de calculs et de projets d'amplificateur)

FONCTION GÉNÉRATRICE DE LA LAMPE CATHODE A TROIS ÉLECTRODES
(Exemples de calculs et de projets d'émetteur à lampes)

Prix : **40** francs

Étienne CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, PARIS (VI[e])

Digitized by Google

Supposons que l'on produise simultanément devant le microphone, deux sons parfaitement sinusoïdaux, de fréquences voisines p et q ; cela est possible avec des haut-parleurs à bobine mobile, exempts de distorsion non-linéaire (voir MEYER, analyses *Onde él.* février 1928, p. 11-A), alimentés par des courants purs et filtrés.

Dans la mesure où les variations de courant dans le microphone, ne sont pas rigoureusement proportionnelles aux amplitudes sonores, apparaîtront les fréquences parasites $p—q$, $p+q$, $2p$, $2q$, etc. Leur amplitude mesure donc la distorsion non-linéaire du microphone.

Pour connaître cette amplitude, on dispose le microphone dans un pont de Wheatstone, alimenté par un générateur sinusoïdal à fréquence variable. Dans la diagonale, est un dispositif galvanométrique sensible seulement aux très basses fréquences. Cet appareil déviera donc sellement lorsque la fréquence du générateur battra avec l'une des fréquences sortant du microphone.

Le dispositif fonctionne automatiquement, la variation de fréquence exploratrice commande le déplacement du film photographique, sur lequel s'enregistre l'indication du galvanomètre. On obtient ainsi une courbe où les fréquences sont en abscisses et l'amplitude du courant microphonique en ordonnées.

L'auteur a expérimenté trois microphones à charbon : l'un, de modèle téléphonique, donne une distorsion énorme ; la fréquence parasite $p—q$ est presque aussi marquée que les fréquences normales p et q. Le second, Reiss pour radio-diffusion, est bien linéaire tant que l'amplitude sonore ne dépasse pas 6 dynes /cm², mais cesse de l'être pour des amplitudes de 30 dynes /cm². Enfin, un microphone à double bouton, fonctionnant en différentiel, n'a manifesté en aucun cas de distorsion non-linéaire.

L'appareil employé avec un microphone exempt de distorsion, permet l'analyse très rapide des sons quelconques, et l'auteur en donne quelques exemples : sifflet, violon, (harmoniques perceptibles jusqu'à 6.000 p : s), cloches...

P. DAVID.

L'emploi des métaux nobles pour les contacts électriques, E. F. KINGSBURY, *Bell Tel. Lab. Reprint* B-298, avril 1928.

L'or, l'argent, et les métaux du groupe du platine sont employés depuis longtemps pour la fabrication des contacts électriques dans les interrupteurs, relais, etc. En particulier la consommation est notable en platine et ses alliages d'iridium et de rhodium.

L'auteur s'est proposé de rechercher systématiquement la composition la meilleure et la plus économique.

Le contact doit présenter deux qualités : avoir une résistance faible et régulière, même pour les courants faibles ; d'autre part, se détériorer le plus lentement possible.

Des essais ont été faits sur divers métaux et alliages ; les résultats varient un peu suivant la nature du courant coupé, le transport du métal pouvant avoir lieu dans un sens ou dans l'autre. En général, la coupure portait sur un courant de 0,4 amp. sous 30 volts, avec une inductance de 3 henrys en circuit : on mesurait la perte de substance après un million d'interruptions.

Bien que l'auteur n'exprime nettement aucune conclusion, il semble bien que les alliages *or* (environ 60 %), *argent* (environ 40 %) soient dans la majorité des cas les plus avantageux.

P. DAVID.

BIBLIOGRAPHIE

SCHOTTKY, SIMON, ROTHE : **Electrodes incandescentes et tubes à émission électronique**, 1 vol., *Akademische Verlaggeselschaft*, Leipzig.

Les études approfondies sur le fonctionnement des tubes à vide, sont rares. Il convient donc de louer l'important travail que voici, qui va de la physique théorique aux applications techniques.

La première partie, la plus importante, est consacrée par Schottky aux généralités fondamentales : lois et principes thermodynamiques mis en jeu ; émission électronique calculée et observée pour les principaux métaux et oxydes ; vitesse et mouvement des électrons dans le vide ; charge d'espace.

Ionisation, influence des gaz.

Effets de Schrott et de Johnson.

Dans la seconde partie, assez courte, Simon traite de la construction rationnelle des électrodes incandescentes (filaments).

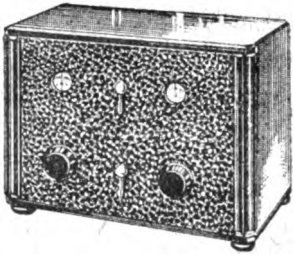
Enfin, Rothe passe en revue les principales applications des tubes à 2, 3, 4 électrodes : amplification ; détection et redressement ; génération d'oscillations (méthodes de Barkhausen et Moller) ; stabilisation, etc.

P. DAVID.

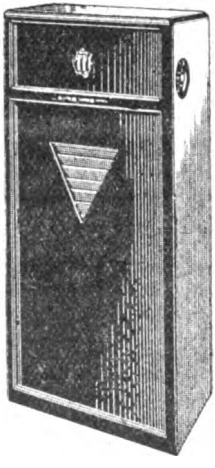
Digitized by Google

SICRA

Du meilleur marché...



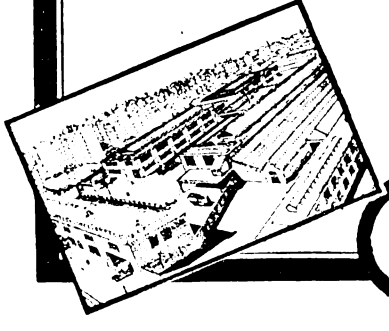
SICRA-JUNIOR
au
plus somptueux..



SICRA-VII Meuble

Demandez les Notices

L'usine de la SICRA est la plus importante usine européenne pour la construction du matériel amateur de T. S. F.



Récepteurs normaux :

de montage perfectionné et de construction très soignée.

SICRA-Junior, à 4 lampes, sur antenne, montage neutrodyne à bigrille. Prix : fr. **495**

SICRA-Senor, à 6 lampes, sur cadre, montage à changement de fréquence par bigrille. Prix : fr. **700**

Cadre. Prix : fr. **150**

Récepteurs de luxe :

les plus beaux appareils réalisés à ce jour.

SICRA-IV, à 4 lampes, sur antenne, montage neutrodyne à bigrille. Prix : fr. **1.650**

SICRA-VII, à 7 lampes, sur cadre, montage à changement de fréquence par bigrille, avec moyenne-fréquence neutrodynée Prix avec cadre : fr. **3.800**

SICRA-VII Meuble, à 7 lampes, sur cadre.
Prix avec tous accessoires : fr. **8.000**

Récepteurs portatifs :

réunissant le maximun de commodités à une présentation luxueuse.

SICRA-Valise, à 6 lampes, sur cadre, montage à changement de fréquence par bigrille.
Prix avec tous accessoires : fr. **3.000**

Pièces détachées :

Série variée, de construction exceptionnellement soignée.

SOCIÉTÉ INDÉPENDANTE
DE CONSTRUCTIONS RADIOÉLECTRIQUES
POUR AMATEURS

78 et 80, Route de Châtillon à Malakoff (Seine)
Capital : 3.500.000 francs

Téléph. : **Vaug. 32.92** (3 lignes) C. Ch. Post. : Paris 1154-94
R. C. Seine : 226-176 B.

Agents Demandés

SICRA

Digitized by Google

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

GÉNÉRALITÉS

La période propre des conducteurs linéaires ; C. R. ENGLUND, *Bell System Techn. Journ.* **7**, juillet 1928, 404-419.

On sait que la longueur d'onde propre λ d'un fil rectiligne de longueur e a été calculée :

par ABRAHAM, comme cas limite d'un ellipsoïde de révolution ; il a trouvé $\lambda = 2.e$

par MACDONALD, par des considérations toutes différentes ; qui lui ont donné : $\lambda = 2,53\ e$

Cette contradiction n'a pas été levée. L'auteur s'est proposé de vérifier expérimentalement l'une ou l'autre formule en traçant les courbes de résonance de plusieurs baguettes, de longueur 250 ou 300 cm.

Ces baguettes, rectilignes ou courbées, étaient suspendues horizontalement à plusieurs mètres au-dessus du sol, et excitées par une antenne émettrice parallèle éloignée.

On a trouvé : pour les baguettes rectilignes, $\lambda = 2,13\ e$; pour les baguettes courbes, $\lambda = 2,05$ à $2,16\ e$. La formule d'ABRAHAM serait donc la plus approchée.

A l'occasion de ces mesures, l'auteur a étudié les systèmes de « fils de LECHER » qui lui servaient à mesurer la longueur d'onde. Il en discute la précision, et montre que moyennant un terme correctif constant, un système de fils, de longueur égale seulement au quart de la longueur d'onde, permet de déterminer celle-ci à 1/2.500 près.

L'article est illustré de photographies et accompagné des références utiles.

P. DAVID.

L'induction mutuelle et le couple entre deux solénoïdes concentriques ; CHESTER SNOW, *Bur. of St. Res. Pap.* **N° 24**, novembre 1928.

Il s'agit de deux solénoïdes ayant même centre, mais dont les axes font entre eux un angle quelconque.

L'auteur établit la formule donnant le coefficient d'induction mutuelle entre ces deux enroulements, en supposant d'abord le courant distribué de façon continue à la surface, puis en tenant compte du pas de l'enroulement.

De cette formule il déduit, en dérivant par rapport à l'angle, la valeur du couple qui s'exerce au passage des courants.

P. DAVID.

La distorsion dans les circuits électriques et sa correction par des réseaux à résistance apparente constante ; O. J. ZOBEL, *Bell Syst. Techn. Journ.* **7**, juillet 1928, 437-534.

On sait que les systèmes électriques de communications de toute nature, avec ou sans fil, ne transmettent jamais les signaux avec leur forme exacte ; il y a toujours déformation, parce que le système présente de la distorsion en amplitude et en phase.

C'est cette distorsion qui limite la vitesse de manipulation, la portée des câbles téléphoniques, la qualité des réceptions radioélectriques, etc. Il est donc très important de la corriger dans la mesure du possible, et les ingénieurs du BELL SYSTEM s'en occupent depuis longtemps (voir par exemple, JOHNSON, *Transmission circuits...*, Chap. XVIII). Le nouvel article de ZOBEL donne l'exposé général de la théorie et des solutions réalisées : l'importance de ce travail est considérable.

Dans la première partie, l'auteur rappelle les caractéristiques du circuit idéal sans distorsion : 1° affaiblissement indépendant de la fréquence ; 2° déphasage proportionnel à la fréquence, c'est-à-dire retard constant pour toute perturbation.

La seconde partie expose le principe de correction de la distorsion, en supposant que l'appareil d'utilisation soit une résistance pure R. Il faut terminer le circuit par un « réseau » qui, d'une part, ajoute l'affaiblissement et le déphasage voulus pour satisfaire les conditions 1° et 2° ; d'autre part, présente aux bornes de sortie, une impédance itérative sensiblement égale à R.

De tels réseaux sont constitués par une ou plusieurs cellules « en échelle »

Digitized by Google

Pour comprendre le vrai fonctionnement
des Appareils de T. S. F.

IL FAUT LIRE

J'AI COMPRIS LA T.S.F.!

Cet ouvrage ne ressemble en rien aux autres manuels de T. S. F.

PAR
E. AISBERG
Ingénieur - Radioélectricien
AVEC PRÉFACE DU
Cl RENÉ MESNY
ILLUSTRÉ PAR
M. GUILAC

Cet ouvrage a été publié en Portuguais, Tchèque, Bulgare, Esperanto et Roumain

Sous une forme originale et souvent amusante, utilisant des comparaisons inédites, écrit dans un langage clair, cet ouvrage met *à la portée de tout le monde* la théorie de la T. S. F.

Les débutants y trouveront la réponse à toutes les questions que soulève pour eux la radioélectricité.

Les amateurs expérimentés y verront éclairés d'un jour nouveau tous les problèmes de T. S. F. auxquels ils se sont heurtés.

Notions élémentaires d'électricité. — La lampe de T.S.F. Selfs et condensateurs. — Hétérodyne. — Emission en téLégraphie et téléphonie. — Récepteurs à galène. — Détection par lampe. — Réaction. — Amplificateur H.F. et B.F. — Le montage T.P.T. 8. — Le Superhétérodyne. — Le Neutrodyne.

Un volume de 150 pages de grand format (18 × 23 cm.) de présentation très soignée avec dessins en marges.

PRIX : **15 frs** - Franco : **16.50**

Étienne CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, 40 — PARIS (6e)

Digitized by Google

ou « en treillis », dont les impédances constitutives sont, deux à deux, inverses, c'est-à-dire de produit constant et indépendant de la fréquence.

L'auteur en indique les différents types et donne (appendice IV) un « catalogue » des schémas usuels, avec, pour chacun, les courbes d'affaiblissement et de déphasage.

Il compare et discute ces différents types, donne les formules de transformation et montre comment on doit construire un réseau correctif adapté à un problème donné.

La troisième partie est une généralisation pour le cas où l'impédance K de l'appareil d'utilisation n'est pas une résistance pure.

Enfin, la quatrième est un recueil d'exemple, avec valeurs numériques.

1) réseaux sans distorsion

2) correction de la distorsion des câbles sous-marins.

3) correction de la distorsion des lignes téléphoniques, pour transmettre des programmes musicaux de haute qualité.

4) correction de la distorsion pour transmettre les signaux particulièrement rapides de la télévision.

5) correction de la distorsion pour la téléphonie multiplex à haute fréquence.

6) régulation de la phase des courants à haute fréquence dans différente antennes pour la radiotéléphonie transatlantique.

8) fabrication des lignes artificielles.

P. DAVID.

MESURES

L'état actuel de l'étalonnage des fréquences ; J. H. DELLINGER, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, mai 1928, 579-592.

Après avoir montré la nécessité croissante de maintenir constante avec précision la fréquence émise par les différentes stations radiotélégraphiques ou radiotéléphoniques et principalement en vue d'éviter de fâcheuses interférences. l'auteur en arrive à la comparaison des différents étalons nationaux. Une première tentative faite en 1924 en vue de cette comparaison en émettant des signaux puissants mesurés par les différents organismes intéressés ne semble pas avoir donné des résultats probants. Cette méthode fut abandonnée et on songea à employer des quartz piezo-électriques. En 1925, un oscillateur piezo-électrique circula dans les différents laboratoires nationaux. La conclusion fut que les différents étalons concordaient à quelques dix-millièmes près. En 1927, un oscillateur piezo-électrique plus perfectionné, notamment muni d'un thermostat, fit le même trajet sous la conduite de l'auteur. La moyenne des différences trouvées fut de l'ordre de 3 cent-millièmes. Ce résultat très encourageant montre que la précision des différents étalons nationaux était suffisante pour les besoins actuels de la pratique. Cependant, ce n'est pas là une limite de la précision possible et des efforts sont en cours, en vue d'une concordance meilleure.

Pour terminer, l'auteur met en lumière l'utilisation des oscillateurs piezo-électriques dans les postes de radiodiffusion et les postes à fréquences élevées. Une brève discussion clôt l'article.

P. ABADIE.

Voltmètre thermoionique à deux sensibilités ; C. M. JANSKY et C. B. FELDMAN, *Journ. A. I. E. E.* **47**, févr. 1928, 126-132.

L'article donne la réalisation d'un voltmètre à triode à deux sensibilités permettant la mesure des tensions de l'ordre d'un dixième de volt à 10 volts. L'alimentation est assurée par une seule batterie ; sur le circuit du filament peuvent être insérés deux jeux de résistances destinés à donner les tensions de grille et plaque correspondant aux deux échelles.

L'impédance présentée par un tel instrument est grande, de l'ordre de plusieurs mégohms ; son facteur de perte est faible. L'étalonnage est sensiblement ipdépendant de la fréquence et se conserve, sinon durant la vie entière du tube, du moins pendant une grande période.

Le point le plus délicat est de savoir si les indications sont indépendantes de la forme de la tension appliquée. A ce sujet, les auteurs montrent que l'on peut éliminer cette cause d'erreur en se limitant aux variations de la tension grille n'intéressant qu'une partie parabolique de la caractéristique. Si l'on veut mesurer des tensions assez élevées, il faut donc prendre des tubes pour lesquels cette partie de la carctéristique est grande, notamment des tubes de puissance à faible facteur d'amplification.

L'appareil présenté par les auteurs n'est pas exempt de cette cause d'erreur, notamment dans l'intervalle des plus hautes tensions, mais cet inconvénient n'exclut pas l'emploi de l'appareil pour les applications courantes.

P. ABADIE.

Digitized by Google

Vous qui possédez un bon poste et captez la plupart des émissions

LISEZ...

radio magazine

TÉLÉPHONE
ARCHIVES 66.64
C/CH. POSTAUX
PARIS 623.36
R. C. SEINE 211.433

DIRECTION
RÉDACTION
PUBLICITÉ
61-63, rue
beaubourg
paris (3e)

Complément indispensable de La T. S. F. Pour Tous

qui publie Chaque Semaine, le Vendredi

TOUS LES RADIOPROGRAMMES

illustrés par des dessins et photographies d'actualité

Chroniques radiophoniques et musicales,
Articles littéraires, artistiques et de vulgarisation,
Théâtre radiophonique, Radiophonie rurale,
Informations, Ondes courtes, Conseils pratiques,
Les Stations que vous entendez, à travers les Disques,
Éléments de Radioélectricité, Chez les Constructeurs,
Plans de Montage de Postes récepteurs et émetteurs,
Bibliographie, Jeux du Sans-Filiste, Courrier, etc...
Tableaux des Stations par ordre alphabétique, longueurs d'onde, heures.

40 à 64 PAGES pour 1 FRANC

ABONNEMENTS :

	Un an	Six mois
France, Colonies, Luxembourg.	45 fr.	25 fr.
Belgique	60 fr.	35 fr.
Étranger	80 fr.	40 fr.

PRIMES AUX ABONNÉS

CARTE RADIOPHONIQUE

murale (560 mm. X 760 mm.) en 3 couleurs avec tableau des 250 stations de radiodiffusion européenne.

Spécimen gratuit, en se recommandant de M. E. CHIRON, éditeur, sur demande à RADIO-MAGAZINE, 61, rue Beaubourg, Paris, IIIe.

Digitized by Google

Pont pour la mesure d'inductances à fer parcourues par un courant continu ; V. D. LANDON, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, déc. 1928, 1771-1775.

Après avoir montré l'imprécision de la méthode de mesure pratiquement utilisée et la difficulté d'avoir une inductance étalon de très grande valeur en vue d'une mesure par comparaison, l'auteur donne le schéma d'un pont où l'inductance est mesurée à l'aide d'une capacité et de résistances connues. D'autre part, le courant continu passant dans cette inductance est lu directement sur un appareil de mesure. Après avoir indiqué quelques précautions à prendre pour avoir une précision convenable, l'auteur pense que son montage n'est pas nouveau. Il montre en terminant qu'un pont analogue imaginé par Maxwell et que le pont d'Anderson ne sont pas d'une application pratique aussi simple que l'indique la théorie ; en fait l'équilibre n'est pas indépendant de la fréquence, car la résistance de l'inductance varie rapidement avec cette dernière ; pratiquement, le réglage de l'équilibre n'est pas plus simple que pour le pont qu'il a décrit, qui a pour lui l'avantage de la simplicité.

P. ABADIE.

Enregistreur automatique pour la mesure de l'intensité des signaux radioélectriques et des troubles atmosphériques ; E. B. JUDSON, **16**, mai 1928, 666-670.

Cet article donne la description d'un appareil pour enregistrer automatiquement l'intensité des champs créés par des stations à faible fréquence ou celle des troubles atmosphériques. Le récepteur, l'amplificateur, le détecteur et l'enregistreur sont commandés par des relais eux-mêmes contrôlés par une horloge, de sorte que pour différentes périodes de cinq minutes dans une heure, l'intensité de plusieurs stations peut être enregistrée. La sensibilité du système reste constante pendant de longues périodes pourvu que les tensions de chauffage et de plaque ne varient pas. Des étalonnements peuvent d'ailleurs être faits à tout instant à l'aide d'une source à haute-fréquence ou à basse fréquence. L'article contient quelques courbes typiques ainsi obtenues et relatives à des signaux et à des troubles atmosphériques.

P. ABADIE.

Résistance en haute-fréquence des bobines toroïdales ; S. BUTTERWORH, *Exp. Wir.*, **6**, janv. 1929, 13-16.

L'auteur a établi (*Exp. Wir.*, avril, mai, juillet et août 1926) des formules permettant de calculer la résistance à haute-fréquence de bobines connaissant leurs dimensions, le diamètre du fil, etc. Dans l'article actuel, il étend ces formules au cas des bobines toroïdales ; on peut en déduire notamment le diamètre du fil donnant la résistance minimum ou les dimensions du tore à utiliser, certaines conditions étant imposées. Il arrive notamment à la conclusion intéressante suivante : sauf des cas exceptionnels où l'on tient à éviter rigoureusement un couplage magnétique entre une bobine et un autre circuit, l'emploi des bobines toroïdales n'est pas recommandable. En effet, pour un même encombrement et une même valeur de la self-induction, les bobines solénoïdales ordinaires ont une résistance en heute-fréquence au moins deux fois plus faible.

P. ABADIE.

Méthodes précises de mesures pour l'essai des récepteurs de radio-diffusion ; A.-F. VAN DICK et E.-T. DICKEY, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, novembre 1928, 1507 à 1531.

La *Radio Corporation of America*, pour les études et les essais de ses récepteurs, a mis au point des dispositifs permettant la mesure précise des qualités nécessaires : sensibilité, sélectivité, fidélité.

L'appareil en étude est enfermé, avec l'opérateur et les instruments de mesure, dans une grande « cage de FARADAY », qui le protège contre tous les brouillages. Dans une autre cage plus petite se trouve un émetteur en miniature, comprenant oscillateur et modulateur, et fournissant un signal dont on règle à volonté les caractéristiques ; ce signal est amené à travers des boîtes d'affaiblissement, à l'entrée du récepteur.

Un dispositif plus simple est employé pour la vérification individuelle des appareils de série.

Bien que les performances d'un récepteur donné puissent changer du tout au tout sous l'effet de modifications accidentelles (résistance de la batterie de plaque, choix du haut-parleur...), les opérateurs expérimentés parviennent à faire des mesures cohérentes, d'ailleurs confirmées par d'autres laboratoires équipés différemment.

P. DAVID.

Influence de la fréquence sur les valeurs des résistances utilisées dans

Digitized by Google

SILICE PURE FONDUE SiliS SILICE PURE FONDUE

"SiliS"

est, de tous les isolants, celui qui s'échauffe le moins dans un champ de de haute fréquence

Silis transparente	1
Silis opaque	2,5
Porcelaine	25
Verre	11 à 25
Ebonite	18 à 25
Bakélite	100

Pertes comparées d'énergie dans quelques diélectriques usuels.

QUARTZ ET SILICE

Siège Social : 8, rue d'Anjou, PARIS, VIII^e^

TÉL. { Anjou 10-99 / Inter 214

Usine à Saint-Pierre-les-Nemours

R. C. Seine 206-183

Adresse Télégr. : Siliquartz-Paris 123

VIENT DE PARAITRE

P. LUGNY

LES ONDEMÈTRES

CONSTUCTION
ÉTALONNAGE
::: EMPLOI :::

Le livre le plus complet de tous ceux qui traitent de la question, contient une étude détaillée de toutes les méthodes de mesure.

PRIX : 6 fr. ; franco : 7 fr.

Étienne CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, Paris

Vient de paraître :

De BELLESCIZE

LE SUPERHÉTÉRODYNE

PRINCIPE
INVENTION -:- ÉVOLUTION

Étude suivie avec reproduction
— des principaux brevets —
— relatifs à ce montage —

Prix : **15** francs

Étienne CHIRON, éditeur, 40, rue de Seine, PARIS

Digitized by Google

les circuits de grille ; W. JACKSON, *Exp, Wir.*, **5**, déc. 1928, 677-679.

Par suite de leur capacité propre, les résistances élevées utilisées dans les circuits de grille ou de plaque d'un triode diminuent de valeur quand la fréquence du courant qui les traverse augmente. Indépendamment de cette variation, l'auteur a cherché s'il y en avait une autre fonction de la fréquence. La méthode qu'il a utilisée consiste en principe à shunter la capacité d'un circuit oscillant avec une telle résistance et à mesurer sa résistance avant et après cette opération. Avec les quatre ou cinq types de résistances qu'il a utilisés dans ses essais, il est arrivé aux conclusions suivantes : 1° lorsque la fréquence decroît, la résistance tend vers une valeur inférieure à celle qui est donnée par une mesure en courant continu ; 2° suivant le type de résistance utilisée, la valeur croît, décroît ou reste pratiquement constante quand la fréquence varie.

P. ABADIE.

Dispositif d'essais pour batteries de capacités ; W. M. GRAHAM, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, oct. 1928, 1401-1403.

Cet appareil est destiné à comparer diverses capacités variables composant une batterie ; il utilise en principe la méthode de battements entre deux oscillateurs. Il est simple, d'emploi commode, notamment pour le contrôle d'une fabrication.

P. ABADIE.

PROPAGATION

Observations oscillographiques sur la direction de propagation et l'évanouissement des ondes courtes ; H. T. FRIIS, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, mai 1928, 658-665.

La méthode utilisée par l'auteur est basée sur les effets de battement de deux signaux, l'un émis par le poste émetteur à étudier, l'autre par un poste local, et appliqués à deux récepteurs espacés. Comme le signal local ne subit pas d'évanouissement, les notes de battement représentent le signal émis par la station éloignée à la fois en phase et en amplitude relatives. Pour mettre ceci en évidence, les sorties des deux récepteurs sont reliées aux plaques déviatrices d'un oscillographe cathodique et on examine les figures résultantes.

L'auteur donne la disposition des appareils pour l'étude de la direction dans le plan horizontal, dans le plan vertical et aussi l'étude des réflexions produites par le sol. Il donne le schéma des figures obtenues et leur interprétation ; il discute les renseignements que l'on peut tirer d'une telle étude en mentionnant notamment que l'évanouissement est dû en majeure partie à un phénomène d'interférence.

P. ABADIE.

Variations nocturnes apparentes obtenues avec des radiophares à cadres croisés ; HARADEN PRATT, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, mai 1928, 652-657.

Après avoir mentionné les difficultés d'utilisation de la radiogoniométrie en avion, l'auteur montre comment on a été conduit à utiliser en Amérique des radiophares à cadres croisés. Il rappelle le principe de ces radiophares dont l'utilisation pratique semble se développer. Or si les résultats obtenus de jour sont très satisfaisants, il n'en est pas de même pour des vols de nuit. Certains de ces derniers ayant mis en évidence de sérieuses anomalies quant au déplacement de la zône repérée, une première enquête fut entreprise en utilisant des réceptions à terre et sur automobile. Les résultats obtenus furent parallèles à ceux que l'on avait obtenus en avion, la topographie du terrain où l'on opérait semblant jouer un rôle très important. Il y a donc dans ces variations nocturnes un champ d'études d'un intérêt évident et immédiat.

P. ABADIE.

RAYONNEMENT

Détermination de l'angle le plus favorable au rayonnement avec une antenne horizontale ; A. MEISSNER, E. ROTHE, *Zeitschr Hochfr. Techn.*, **32**, octobre 1928, 113-115.

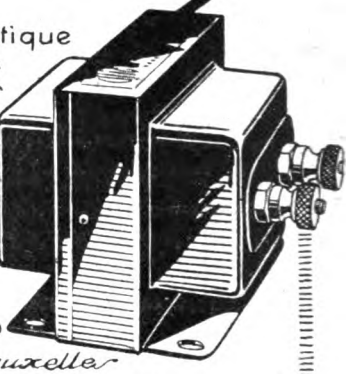
Suite d'une étude antérieure (*Onde Elec.*, analyses, janvier 1928, p. 2. A) consistant à placer une antenne d'émission horizontale au foyer d'un miroir parabolique à génératrices également horizontales, mais dont l'axe pouvait être incliné d'un angle α sur l'horizon. On projetait ainsi les ondes obliquement, vers la couche réfléchissante de la haute atmosphère.

Dans une première série d'essais sur la longueur d'onde 11 m., l'écoute à

Digitized by Google

LES TRANSFORMATEURS CROIX

en carter non magnétique
se vendent dans
le Monde entier
500.000
en service



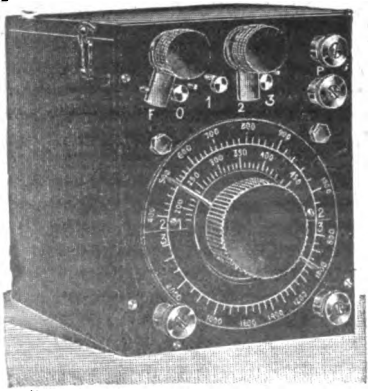
CONSTRUCTIONS ELECTRIQUES "CROIX"
3, rue de Liége - PARIS
(Teleg. : Radisolor PARIS)

AGENCES à : Amsterdam, Bruxelles
Budapest, Copenhague, Lisbonne, Londres
Prague, Oslo, Stockholm, Varsovie, Vienne, Zurich

Publicité G. Cordonnier

Téléphone : SÉGUR 73-44
R. C. Seine 22.262

Modèle G. C.



De 10 à 550 mètres.

LA PRÉCISION ÉLECTRIQUE

(Anciens Établissements HORY)

10, rue Crocé-Spinelli, PARIS-14e

Fournisseurs des Administrations de l'État et des Gouvernements étrangers

GRAND PRIX AU CONCOURS DE T. S. F. DE 1922

Ondemètres munis de la méthode de zéro
Système H. ARMAGNAT (Breveté S. G. D. G.)

Ondemètres à self-inductances interchangeables
(Type G. de 100 à 5.000 mètres et type G. C. de 10 à 550 mètres.)

Ondemètres Controlo
(De 100 à 1.200 mètres et de 200 à 2.000 mètres.)

RÉCEPTEURS RADIOTÉLÉPHONIQUES

Condensateurs variables à air pour réceptions

Condensateurs variables à air pour haute tension

Condensateurs fixes sous ivoirine et sous tube

Résistances sous tube

Transformateurs, Détecteurs, Pièces détachées

Digitized by Google

grande distanbe (Allemagne-Amérique du Sud) avait donné les meilleurs résultats pour un angle α de projection égal à 38° ; mais les angles inférieurs à 35° n'avaient pas été essayés.

Les auteurs ont donc repris leurs essais, d'abord sur la même longueur d'onde 11 m., puis sur 20 m. et 15 m. ; en faisant varier l'angle α de 0° à 120°. Ils ont uniformément trouvé que la valeur la plus favorable était aux environs de 0°, c'est-à-dire que le rayonnement le plus avantageux est encore celui au ras du sol.

Un dispositif analogue, utilisé pour la réception, a donné un résultat semblable : la composante horizontale du champ provenant de l'Amérique du Sud arrive en Allemagne sous un angle α inférieur à 40°.

Les auteurs ne font aucun commentaire sur ces faits expérimentaux.

P. DAVID.

Comment l'intensité du champ rayonné peut servir de mesure à la puissance des émetteurs ; S.-W. EDWARDS et J.-E. BROWN, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, septembre 1928, 1173-1193.

La puissance des émetteurs de radiodiffusion s'évalue d'ordinaire par l'énergie dans l'antenne.

Les auteurs estimeraient bien préférable de l'évaluer par l'intensité du champ rayonné à diverses distances. C'est, en effet, cette intensité qui compte, et les moyens techniques actuels permettent de la mesurer très aisément.

Voici donc comment le problème de la répartition des stations, suivant leur puissance devrait être posé :

Le but à atteindre est de procurer au plus grand nombre possible d'auditeurs, un champ compris entre 5 millivolts par mètre (minimum garantissant une réception de qualité) et 30 millivolts par mètre (maximum au delà duquel la réception des autres stations est inutilement gênée).

Les auteurs ont fait sur plusieurs stations des mesures systématiques pour déterminer les distances auxquelles sont obtenues ces valeurs limites. Ils donnent leurs résultats sous forme de courbes. Nous les résumons par le tableau suivant :

Distance à laquelle est obtenu un champ de... (suivant l'affaiblissement de la propagation).			Puissance-antenne de la station (kilowatts) 1	10	80
			kilomètres		
Distance minimum	A	Champ de 30 millivolts par mètre			
		en ville	3,2	10,5	30
		en campagne	5,6		
		sur un sol idéalement conducteur	6,4	19,0	57
Distance maximum	B	Champ de 5 millivolts par mètre			
		en ville	15	45	133
		en campagne	35		
		sur un sol idéalement conducteur	38	120	340

Ces chiffres sont naturellement des moyennes : les écarts observés sont au maximum de 25 %.

La règle sera donc : pour desservir au mieux une agglomération donnée, il faut une station éloignée *au moins de A* et *au plus de B*.

Cette règle doit présider à l'établissement rationnel de toute nouvelle station. Quant aux stations existantes, une série de mesures de champ dans les diverses directions intéressantes, montrerait immédiatement s'il y a lieu de rectifier la puissance, et dans quel sens. Toute modification en sens inverse, et par exemple l'augmentation de puissance de stations placées dans les villes et brouillant un grand nombre d'auditeurs, devrait être interdite.

P. DAVID.

ÉMISSION

Sur la variation de la fréquence émise par un oscillateur à tubes et due aux variations du courant de chauf-

Digitized by Google

VIENT DE PARAITRE

André GUILBERT
Ingénieur diplômé de l'École Supérieure d'Électricité

ÉTUDE

théorique et expérimentale

DU

CIRCUIT MAGNÉTIQUE DÉFORMABLE

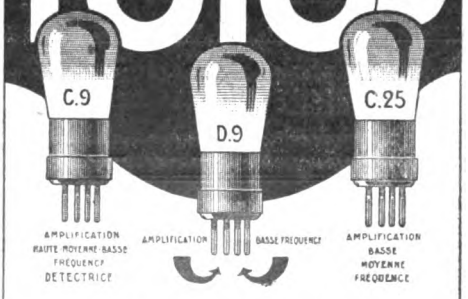
Notions sur le circuit magnétique.
Étude du circuit magnétique déformable.
Appareil d'étude et méthodes de mesures.
Exposé des résultats relatifs à la vérification
des formules de l'attraction des électro-aimants.
Étude particulière
de l'hystérésis et du fonctionnement en aimant.

. Un volume grand in-8.. 25 francs.

Étienne CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, Paris

LAMPES DE T.S.F.

FOTOS



NOUVELLE SÉRIE
DE LAMPES DE RÉCEPTION A TRÈS FORTE
ÉMISSION ÉLECTRONIQUE

FABRICATION
GRAMMONT

LE SUCCES DE
CEMA
S'AFFIRME CHAQUE JOUR

LE
DIFFUSEUR
DANTE

LE
DIFFUSEUR
SMART

TRANSFORMATEUR BF
BLINDE

CONDENSATEUR A
DEMULTIPLICATEUR

LE
HAUT-PARLEUR

STANDARD

236, AVENUE D'ARGENTEUIL
ASNIÈRES

Digitized by Google

fage, des tensions de grille et de plaque et de la résistance extérieure ; KEITH B. ELLER, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, déc. 1928, 1706-1728.

L'auteur fait la théorie de l'oscillateur à triode dans le cas d'un circuit accordé sur la grille et d'un circuit accordé sur la plaque. Dans ces deux cas, il tient compte du courant de grille que l'on néglige habituellement. Il déduit notamment de ce calcul la valeur de la fréquence émise en fonction des différentes constantes des circuits.

Il donne ensuite les résultats expérimentaux qu'il a obtenus en faisant varier la tension de grille, le courant de chauffage la tension de plaque, etc. et dans le cas d'une fréquence émise de 1.000 p. s. Il montre que ces résultats concordent avec ceux déduits de la théorie précédente. Il nous est impossible de les résumer ; ils sont mis en évidence dans l'article par de nombreuses courbes.

La discussion précédente ne s'applique pas au cas où le montage comprend une résistance et une capacité dans le circuit de grille. Dans ce dernier cas, pour des valeurs convenables de capacité et de résistance, les variations de fréquence sont faibles pour d'assez larges variations des tensions de chauffage et de plaque. La théorie d'ailleurs explique ces résultats

L'auteur conclut en disant que si l'on maintient les tensions de grille et de plaque et le chauffage pratiquement constants, l'oscillateur à circuit de plaque accordé engendre une fréquence constante à 1/20.000 près. En prenant des précautions supplémentaires, la constance peut être encore meilleure.

P. ABADIE.

RÉCEPTION

Revue des récepteurs de l'année, WIRELESS WORLD, **23**, 14 novembre 1928, 654-658 et 663-672.

Intéressant coup d'œil général et statistique sur la construction britannique actuelle des récepteurs pour radio-diffusion.

Le fait marquant de l'année a été la mise en service pratique des nouvelles lampes : haute-fréquence à grille-écran, trigrille de puissance. Leur rendement supérieur permet de se contenter d'un nombre de lampes réduit ; aussi les postes à 3 lampes sont-ils les plus nombreux (39 % du total).

Les postes moins puissants, à une ou deux lampes, sont en baisse (21 %) parce que personne ne se contente plus de l'écoute au casque. Le poste à quatre lampes perd aussi du terrain, (14 %) ; le cinq-lampes demeure en faveur, parce que c'est la formule la plus courante des appareils portatifs à petit cadre (valises) ; on en trouve 21 %. Les postes plus puissants se font rares et en particulier les changeurs de fréquence ont presque disparu (proportion 3,3 %).

Au point de vue montage, l'amplification haute fréquence se fait généralement soit par grille-écran et circuit de plaque accordé, soit par triode et transformateur accordé ; la réaction s'emploie presque partout, de préférence réglée par capacité ; en basse fréquence, le transformateur demeure favori (70 %) mais les étages à résistances ont aussi leurs partisans (30 %).

Beaucoup d'appareils ne comportent qu'un seul réglage ; lorsqu'il y en a davantage, des artifices d'étalonnage simplifient la tâche de l'usager.

Très répandue également est la disposition permettant d'utiliser l'amplificateur basse fréquence à la suite d'un reproducteur phonographique (pick-up).

Enfin l'alimentation directe par le secteur demeure exceptionnelle, et entraîne d'ordinaire un fort supplément de prix.

P. DAVID

EXPLOITATION - APPLICATIONS

Les systèmes "à courant porteur" pour la téléphonie sur lignes à grandes distances ; H. A. AFFEL, C. S. DEMAREST et C. W. GREEN, *Bell Syst. Techn. Journ.* **7**, juillet 1928, 564-629.

Le développement de la téléphonie multiplex par ondes porteuses (230.000 milles aux Etats-Unis en 1928, sur les lignes aériennes) a justifié l'établissement d'un appareillage perfectionné. L'auteur décrit le « système, type C » récemment mis en service.

Comme les précédents, il comporte l'emploi d'une seule « bande latérale » avec suppression de la fréquence porteuse: mais les diverses fréquences de base ne sont plus les harmoniques d'un courant synchronisant transmis sur la ligne. Trois liaisons duplex sont assurées en plus de la liaison normale à fréquence audible. En plus on transmet dans chaque sens une « fréquence pilote » d'intensité cons-

Digitized by Google

TRANSFORMATEURS

VALVES HAUTE TENSION

= "KENOS L. S. T." =

=: RÉPARATION DE :=

LAMPES D'ÉMISSION

CONDENSATEURS ET SELFS

pour Filtres émission

Quartz oscillant

à partir de 100m de fondamentale,
étalonné ou non, garanti oscillant
sans couplage grille

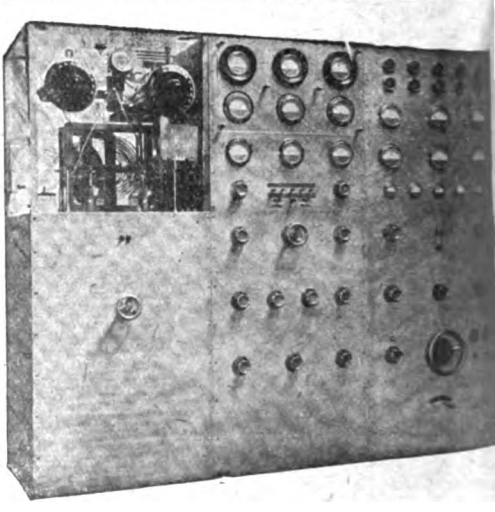
VALVES A GAZ avec ou sans FILAMENT

TUBES AU NÉON, MERCURE, etc...

TUBES LUMINESCENTS

Société L. S. I.

11, Impasse Marcès, PARIS (IX)



POSTE DE BROADCASTIN

2 Kilowatts

Etab. G. I. KRAEMER, 16, rue de Chateaudu
ASNIÈRES (Sein

Téléphone : Wagram 86-72
Asnières 12-48
Asnières 12-49

Digitized by Google

tante qui sert de repère pour le réglage des amplificateurs.

Les appareils extrêmes, les répéteurs, les filtres, sont décrits avec une grande abondance de schémas, de courbes et de photographies. Le travail est complété par la carte des communications réalisées par le système, et par la bibliographie des articles récents.

P. DAVID.

Analyse du plan de répartition des stations de diffusion ; DELLINGER (J.-H.), *Proc. Inst. Rad. Eng.*. **16**, novembre 1928, 1477-1485.

Le développement incessant des radiodiffusions, et les nouveaux accords internationaux, ont rendu nécessaire un remaniement général des longueurs d'onde aux Etats-Unis.

Le nouveau plan a été établi sur les bases suivantes :

1° Un certain nombre de stations importantes, destinées à un service de grande portée, reçoivent chacune sa longueur d'onde exclusive ; la puissance autorisée peut atteindre 25 Kw et exceptionnellement 50 kw.

2° D'autres stations secondaires sont destinées à un service local ou régional ; leur puissance est limitée à 1.000 watts ou 5.000 watts ; dans ces conditions on peut attribuer la même longueur d'onde à 2, 3 ou 5 de ces stations suffisamment éloignées les unes des autres.

3° L'écart entre deux fréquences attribuées est uniformément de 10 Kilocycles ; on s'efforce de réserver des écarts plus grands entre les stations voisines susceptibles de se brouiller.

4° On tient compte de la situation existante pour demander aux émetteurs et aux récepteurs le moins possible de changements.

5° Certaines stations supplémentaires peuvent être autorisées à transmettre dans la journée ou pendant les heures creuses des stations titulaires.

Cet ensemble de mesures a permis de répartir 90 longueurs d'onde entre 315 stations titulaires, groupées géographiquement en cinq zônes. On espère que les brouillages seront pratiquement peu gênants pour l'immense majorité des auditeurs. D'ailleurs, la formule n'est pas rigide et des changements sont possibles si l'expérience les justifie.

P. DAVID.

Transmission de " l'information " ; R. V. L. HARTLEY, *Bell Syst. Techn. Journ.* **7**, juillet 1928, 535-563.

Suite de réflexions générales sur le rendement des procédés de communication quelconques.

Le but commun de tous ces procédés est de transmettre des « connaissances » ou des « informations » de natures différentes (message-parole-image), dans le temps et pour le prix minimum. Peut-on trouver une mesure quantitative de l' « information » transportée ? Un raisonnement schématique la représenterait par s^n pour une suite de n signaux choisis dans un code qui en comporte s ; il semble plus exact dans la pratique de prendre le logarithme de cette expression, ce qui revient à admettre que l' « information » est proportionnelle au nombre de signaux successifs, transportés : $n \, Log. \, s$ (Ceci peut être généralisé au cas de la téléphonie, en prenant pour « signal » le nombre (fini) de vibrations distinctes transportées).

Or le nombre de signaux distincts que peut transmettre un système en un temps donné, est toujours limité par son inertie ; l'auteur le montre, en particulier, sur un système schématique à condensateur et résistance, et rappelle que d'une manière générale, ce nombre est proportionnel à la largeur de la bande de fréquence transmise.

Bref, la quantité d'« information » transportée par un système, sera proportionnelle : 1° à la bande de fréquences transmise ; 2° à la durée de la transmission.

Ceci est vrai, quelle que soit la fréquence moyenne de transport ; la modulation et la démodulation permettent de déplacer un signal dans la gammè des fréquences ; on pourrait aussi, pour un signal occupant une bande de fréquences très large, découper cette bande en plusieurs tranches transmises par des canaux différents, ou bien diminuer toutes des fréquences dans un certain rapport en ralentissant la transmission.

L'auteur termine en appliquant ces considérations à la télévision.

P. DAVID.

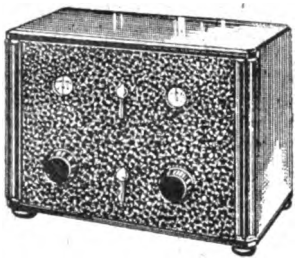
DIVERS

La théorie électronique et le mécanisme de l'effet de soupape dans les cellules électrolytiques ; R. AUDU-

Digitized by Google

SICRA

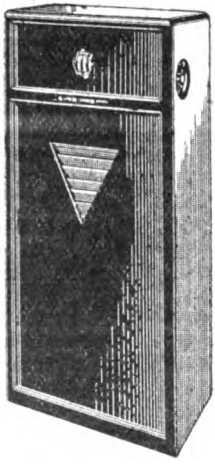
Du meilleur marché.



SICRA-JUNIOR

au

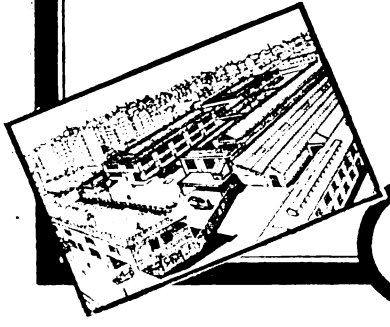
plus somptueux..



SICRA-VII Meuble

Demandez les Notices

L'usine de la SICRA est la plus importante usine européenne pour la construction du matériel amateur de T. S. F.



Récepteurs normaux :

de montage perfectionné et de construction très soignée.

SICRA-Junior, à 4 lampes, sur antenne, montage neutrodyne à bigrille. Prix : fr. **495**

SICRA-Senor, à 6 lampes, sur cadre, montage à changement de fréquence par bigrille. Prix : fr. **700**

Cadre. Prix : fr. **150**

Récepteurs de luxe :

les plus beaux appareils réalisés à ce jour.

SICRA-IV, à 4 lampes, sur antenne, montage neutrodyne à bigrille. Prix : fr. **1.650**

SICRA-VII, à 7 lampes, sur cadre, montage à changement de fréquence par bigrille, avec moyenne-fréquence neutrodynée Prix avec cadre : fr. **3.800**

SICRA-VII Meuble, à 7 lampes, sur cadre. Prix avec tous accessoires : fr. **8.000**

Récepteurs portatifs :

réunissant le maximun de commodités à une présentation luxueuse.

SICRA-Valise, à 6 lampes, sur cadre, montage à changement de fréquence par bigrille. Prix avec tous accessoires : fr. **3.000**

Pièces détachées :

Série variée, de construction exceptionnellement soignée.

SOCIÉTÉ INDÉPENDANTE
DE CONSTRUCTIONS RADIOÉLECTRIQUES
POUR AMATEURS

78 et 80, Route de Châtillon à Malakoff (Seine)
Capital : 3.500.000 francs

Téléph. : **Vaug. 32.92** (3 lignes) C. Ch. Post. : Paris 1154.94
R. C. Seine : 226-176 B.

Agents Demandés

SICRA

Digitized by Google

BERT, R. G. E. XXIV, 17 novembre 1928, 737-740.

On a voulu expliquer le fonctionnement des soupapes électrolytiques, comme celui des détecteurs à contact imparfait, par de pures émissions électroniques. Cette vue est inadmissible. Le fonctionnement des cellules est lié à la formation et à la disparition alternées, par électrolyse, d'une couche d'oxyde et d'oxygène absorbé autour des électrodes ; phénomènes qui peuvent seuls expliquer la courbe de l'intensité, l'influence de la fréquence, celle de la température, etc.

P. DAVID.

Conduction électrique de divers isolants ; RACE (H. H.), *Journ. Am. Inst. El. Eng.*, **47**, novembre 1928, 788-792.

L'auteur a établi un montage électrométrique différentiel pour mesurer les très faibles courants (10^{-12} à 10^{-13} ampères) qui s'écoulent, pendant un temps appréciable, à travers les isolants soumis à des tensions de quelques centaines de volts.

Il donne, sous formes de courbes, une série de résultats relevés sur l'ébonite, sur le verre pyrex et sur le quartz, cristallisé ou fondu (ce dernier présente de curieuses anomalies).

P. DAVID.

Revue de documentation sur les récents travaux d'acoustique et spécialement d'électro-acoustique ; F. TRENDELENBURG, *Zeitschr. Hochfr. Techn.*, **32**, juillet, septembre, octobre, novembre, décembre 1928, p. 27-34, 94-99, 131-135, 173-179, 202-206.

Dans cette suite d'articles, l'auteur, spécialiste de ces questions, passe en revue les progrès récemment obtenus en acoustique ; progrès qui sont en étroite relation avec d'autres branches de la physique : électricité, optique, élasticité, dynamique des fluides, etc.

Nous ne pouvons que citer les principaux sujets traités :

— mesure absolue de l'intensité des sons ;
— analyse des sons ;
— filtres acoustiques ;
— effet directif des membranes de microphones et de haut-parleurs ;
— acoustique des salles ;
— construction et fidélité des haut-parleurs ;
— machines parlantes ;
— ultra-sons ;
— analyse des sons de divers instruments de musique et spécialement d'une série de violons ;
— physiologie de la voix et de l'audition.

Cet exposé instructif, mais forcément rapide, est complété par les indications bibliographiques nécessaires.

L'auteur termine par une citation de WAETZMANN, soulignant l'intérêt de ces problèmes et le besoin urgent d'ingénieurs « acousticiens », pour lesquels une formation spéciale existe déjà en Amérique.

P. DAVID.

BIBLIOGRAPHIE

Cours d'électricité théorique : Tome II. J. B. POMEY (Gauthier-Villars, éditeur, 1928).

Bien rares sont les ouvrages ayant la valeur et l'originalité de ce Cours, dont la première partie date d'avant-guerre.

Ce tome II intéressera à divers titres le radiotechnicien que n'effraie pas l'analyse mathématique :

D'abord par l'exposé, précis et rigoureux, de questions tout à fait générales : propagation du courant sur un fil ; théorie du quadripôle et des filtres ; régimes oscillatoires ; téléphone et transformateur ; conductibilité électronique ; électromagnétisme et magnétisme.

Ensuite par deux chapitres, spécialement consacrés à la radio-électricité : *Propagation des Ondes* et *Comparaison entre le champ électrique et la déformation élastique*, traités d'une manière très personnelle et profondément instructive.

P. DAVID.

Digitized by Google

J. GROSZKOWSKI

Traduit du polonais par

M. TEYSSIER, Ingénieur-Électricien

LES LAMPES
À PLUSIEURS ÉLECTRODES
ET LEURS APPLICATIONS

Préface de René MESNY

ÉMISSION D'ÉLECTRONS PAR LES CORPS INCANDESCENTS

LA LAMPE CATHODE A DEUX ÉLECTRODES
(Exemples numériques de calculs de lampe à deux électrodes)

LA LAMPE CATHODE A TROIS ÉLECTRODES
(Exemples de calcul de lampes à trois électrodes)

FONCTION DÉTECTRICE DE LA LAMPE CATHODE A TROIS ÉLECTRODES
(Exemples de calcul d'établissement de détecteur à lampes)

FONCTION AMPLIFICATRICE DE LA LAMPE CATHODE A TROIS ÉLECTRODES
(Exemples de calculs et de projets d'amplificateur)

FONCTION GÉNÉRATRICE DE LA LAMPE CATHODE A TROIS ÉLECTRODES
(Exemples de calculs et de projets d'émetteur à lampes)

Prix : **40** francs

Étienne CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, PARIS (VI^e^)

Digitized by Google

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

MESURES

Thermostat pour étalons de fréquence, W. A. MARRISON, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16,** juillet 1928, 976-980.

Pour augmenter la précision avec laquelle la température est réglée, l'auteur utilise, en plus des enveloppes isolante, chauffante, égalisatrice habituelles, une « couche d'atténuation ». Celle-ci forme en somme un volant calorifique qui fait que les variations de l'enceinte intérieure sont plus faibles que celles de l'enceinte où se trouve le régulateur. Un tableau de divers corps montre ceux qui sont à envisager pour cet usage. Il est d'ailleurs bon que la couche soit composite. L'expérience aurait vérifié que le rapport des variations avec ou sans couche serait de 1 à 10000.

B. DECAUX.

Un nouveau type d'oscillateur piézo-électrique étalon de fréquence, L. P. WHEELER et W. E. BOWER, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16,** août 1928, 1035-1044.

Le Laboratoire de Recherches de la Marine Américaine, ayant une grande pratique des oscillateurs à quartz ordinaires, estiment que ceux-ci ne permette qu'une précision moyenne de 0,001 % et exceptionnellement de 0,0001 %. Ceci ne sera plus suffisant dans quelques années. La cause principale d'erreurs venant du couplage réactif trop serré, les auteurs ont songé à utiliser un couplage accoustique. Le quartz est monté au fond d'un tuyau sonore mis en vibration par un moteur de haut-parleur. La liaison entre les électrodes du quartz et le haut-parleur est faite par un amplificateur à résistances.

Le mode de fixation du quartz a été très délicat à mettre au point, à cause de la complexité des actions électrostatiques entre le quartz et le tuyau sonore. La monture adoptée comporte des électrodes assez éloignées.

Un oscillateur basé sur ce principe a été réalisé avec un soin méticuleux. L'ensemble est plongé dans un bain thermostatique. Les lampes et les batteries sont en double jeu avec interchangeabilité instantanée.

La fréquence est mesurée par rapport aux signaux horaires d'Arlington au moyen d'une horloge à moteur synchrone et d'un enregistreur. L'amplificateur d'entretien et celui de synchronisation ont les mêmes batteries et sont l'un et l'autre à double jeu de lampes. L'ensemble est établi en double exemplaire, la cuve thermostatique étant commune.

Les résultats définitifs des mesures ne sont pas encore acquis.

B. DECAUX.

L'étalon primaire de fréquence de la Marine Américaine, Robert H. WORRALL et Raymond B. OWENS, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16,** juin 1928, 778-793.

Les ondemètres d'absorption utilisés jusqu'ici au Laboratoire de Recherches de la Marine ne fournissaient qu'une précision de 0,1 %. Cette précision est insuffisante pour les ondes courtes. Un oscillateur à quartz a été construit avec une inductance dans le circuit de plaque. Dans ces conditions les harmoniques sont favorisés et on peut en utiliser 200.

Dans une même boîte ont été réunis le quartz avec un régulateur de température, l'oscillateur, un détecteur et un amplificateur de basse-fréquence. L'ensemble est facilement transportable. La fréquence fondamentale est de 25 **kc** ; un autre quartz de 250 kc permet de couvrir toutes les fréquences.

L'étalonnement de l'oscillateur étalon a été effectué à partir du temps solaire moyen par l'intermédiaire d'une chaîne de multiplication de fréquence. Un chronomètre très exact, réglé par rapport à l'Observatoire constituait l'étalon secondaire de temps. Un alternateur à 500 p:s, entraîné par un gros moteur à volant alimenté par une batterie importante, attaque un amplificateur multiplicateur (détecteur et filtre). La vitesse du moteur est contrôlée par un chronographe inscripteur, et réglée par deux opérateurs. L'un d'eux écoute les battements avec le quartz ; l'autre observe les variations de vitesse avec un pont de Maxwell.

Digitized by Google

Pour comprendre le vrai fonctionnement
des Appareils de T. S. F.

IL FAUT LIRE

J'AI COMPRIS LA T.S.F.!

Cet ouvrage ne ressemble en rien aux autres manuels de T. S. F.

PAR
E. AISBERG
Ingénieur-Radioélectricien
AVEC PRÉFACE DU
Ct RENÉ MESNY
ILLUSTRÉ PAR
H. GUILAC

Cet ouvrage a été publié en Portuguais, Tchèque, Bulgare, Esperanto et Roumain

Sous une forme originale et souvent amusante, utilisant des comparaisons inédites, écrit dans un langage clair, cet ouvrage met *à la portée de tout le monde* la théorie de la T. S. F.

Les débutants y trouveront la réponse à toutes les questions que soulève pour eux la radioélectricité.

Les amateurs expérimentés y verront éclairés d'un jour nouveau tous les problèmes de T. S. F. auxquels ils se sont heurtés.

Notions élémentaires d'électricité. — La lampe de T.S.F. Selfs et condensateurs. — Hétérodyne. — Émission en téléGraphie et téléphonie. — Récepteurs à galène. — Détection par lampe. — Réaction. — Amplificateur H. F. et B. F. — Le montage T.P.T. 8. — Le Superhétérodyne. — Le Neutrodyne.

Un volume de 150 pages de grand format (18 × 23 cm.) de présentation très soignée avec dessins en marges.

PRIX : **15 frs** - Franco : **16.50**

Étienne CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, 40 — PARIS (6e)

Digitized by Google

En prenant toutes les précautions de stabilité nécessaires, le 0,001 % peut être atteint. L'appareil portatif donne environ 0,002 %. Un ondemètre hétérodyne permet l'interpolation entre les harmoniques. L'étalon a été comparé à celui du Bell System avec une différence de 0,0012 p. 100.

B. DECAUX.

Notes sur les quartz, l'effet de l'intervalle d'air, et les oscillations musicales, August HUND, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16,** août 1928, 1072-1076.

Pour obtenir un étalon de basse-fréquence on peut faire battre les oscillations de deux quartz. Mais la précision décroît avec le rapport des fréquences. Des mesures précises ont porté sur l'influence de l'intervalle d'air entre le quartz et les électrodes. On trouve des réglages pour lesquels le quartz décroche à cause des ondes stationnaires ultrasonores. Le fonctionnement dans le vide les supprimerait ; les variations de capacités sont évitées dans les quartz métallisés. Enfin la démultiplication de fréquences par des oscillateurs à relaxation permet d'avoir des étalons de fréquences plus basses.

B. DECAUX.

La résonance piézoélectrique et les phénomènes oscillatoires avec vibrations de flexion dans les plaques de quartz, J. R. HARRISON, *Proc. Inst. of Rad. Eng.*, **15,** décembre 1927, 1040-1054.

Un barreau de quartz peut vibrer, en plus des 3 vibrations ordinaires, par flexion. Des formules basées sur les propriétés mécaniques et élastiques du barreau donnent la fréquence avec une approximation acceptable.

Après avoir cherché les endroits où le quartz vibre le plus, on a constitué un système de 4 électrodes longitudinales connectées en diagonale, qui permettent l'entretien des oscillations de flexion avec les montages connus.

Des modes de vibration plus élevés sont obtenus avec un système de 8 ou 12 électrodes connectées en diagonales multiples.

Cette méthode permet d'avoir des fréquences plus basses que les fréquences habituelles.

Des phénomènes lumineux ont été observés, non seulement dans l'espace d'air entre les électrodes et le quartz, mais aussi sous forme de bandes transversales sur la tranche de la lame.

La constance de la fréquence est aussi satisfaisante que dans les méthodes habituelles.

B. DECAUX.

Une méthode de mesure des pertes causées par les condensateurs aux radio-fréquences, R. M. WILMOTTE, *Journal of Scientific Instruments*, **5,** décembre 1928, 369-375.

La méthode employée par l'auteur consiste à substituer dans un circuit soumis à l'action d'un petit émetteur local, le condensateur que l'on mesure à un condensateur étalon, l'égalité des courants étant obtenue dans les deux cas par l'insertion d'une résistance variable en série. L'expérimentation est simple, mais doit naturellement comporter beaucoup de précautions, notamment dans la réalisation de la résistance variable. L'auteur pense que, ces précautions prises, la méthode est supérieure aux méthodes par variation de résistance ou de réactance, du fait de sa rapidité, de l'absence de réaction du circuit de mesure sur la source, et de l'étendue possible des expériences (jusqu'à une longueur d'onde de 50 mètres). Il indique 0,01 ohm comme erreur absolue estimée dans l'évaluation de la différence de résistance entre le condensateur mesuré et le condensateur étalon.

D'une série de mesures, l'auteur déduit comme résistance semi équivalente aux condensateurs à air, la formule :

$$R = r + \frac{1}{a\,C^2 f}$$

c est la capacité, f la fréquence ; r et a sont 2 constantes liées au condensateur dont la première paraît traduire la résistance due aux mauvais contacts internes, qui peuvent devenir importants avec les plaques d'aluminium (0,08 ohm réduit à 0.03 ohm après démontage, nettoyage et remontage).

CLAVIER.

PROPAGATION

Influence de l'atmosphère terrestre sur la propagation des ondes courtes, J. FUCHS, *Zts. Hochfr. Techn.*, **32,** octobre 1928, 125-129.

Désireux de trouver une relation entre les phénomènes météorologiques et la propagation des ondes, l'auteur a effectué en janvier février 1928 une série de « mesures » sur la station américaine NAA,

Digitized by Google

Vous qui possédez un bon poste et captez la plupart des émissions

LISEZ...

radio magazine

TÉLÉPHONE
ARCHIVES 66.64
C/CH. POSTAUX
PARIS 623.36
R. C. SEINE 211.433

DIRECTION
RÉDACTION
PUBLICITÉ
61-63, rue
beaubourg
paris (3e)

Complément indispensable de La T. S. F. Pour Tous

qui publie Chaque Semaine, le Vendredi

TOUS LES RADIOPROGRAMMES

illustrés par des dessins et photographies d'actualité

Chroniques radiophoniques et musicales,
Articles littéraires, artistiques et de vulgarisation,
Théâtre radiophonique, Radiophonie rurale,
Informations, Ondes courtes, Conseils pratiques,
Les Stations que vous entendez, à travers les Disques,
Éléments de Radioélectricité, Chez les Constructeurs,
Plans de Montage de Postes récepteurs et émetteurs,
Bibliographie, Jeux du Sans-Filiste, Courrier, etc...
Tableaux des Stations par ordre alphabétique, longueurs d'onde, heures.

40 à 64 PAGES pour 1 FRANC

ABONNEMENTS :

	Un an	Six mois
France, Colonies, Luxembourg.	45 fr.	25 fr.
Belgique	60 fr.	35 fr.
Étranger	80 fr.	40 fr.

PRIMES AUX ABONNÉS

CARTE RADIOPHONIQUE

murale (560 mm. X 760 mm.) en 3 couleurs avec tableau des 250 stations de radiodiffusion européenne.

Spécimen gratuit, en se recommandant de M. E. CHIRON, éditeur, sur demande à RADIO-MAGAZINE, 61, rue Beaubourg, Paris, IIIe.

Digitized by Google

à la distance de 7.000 km. ; (ondes 4.015 et 8.030 kilocycles).

Ces « mesures » étaient faites par appréciation auditive après une détectrice à réaction et une basse fréquence : l'auteur affirme froidement que la précision obtenue est de 30 %, sur la valeur du champ.

Il a comparé les résultats, d'abord avec les températures aux deux extrémités, ce qui ne lui a rien donné ; ensuite, avec les pressions barométriques sur tout le parcours des ondes ; les variations trouvées ont entre elles certains rapports ; l'auteur estime qu'elles « coïncident presque totalement » et n'hésite pas à en déduire des « règles » générales. Il pense que cette influence (?) de la pression barométrique tient à une « dispersion, semblable à une réflexion diffuse », des ondes dans l'atmosphère.

P. DAVID.

Sur la propagation des ondes dans un milieu dispersif. K. SREENIVASAN, *Zts. Hochfr. Techn.*, **32**, octobre 1928, 121-124.

Contribution théorique à l'étude de la propagation en atmosphère ionisée. Au fur et à mesure que la fréquence augmente, la vitesse de groupe diminue ; elle finit par s'annuler pour une fréquence critique et le milieu devient impénétrable. En raison de l'incertitude sur l'ionisation de l'atmosphère, cette fréquence est mal déterminée ; elle semble correspondre aux longueurs d'onde de 106 à 19 mètres, pour lesquelles il y aurait anomalie de propagation.

Cette variation de vitesse avec la fréquence a aussi pour conséquence une « dispersion » du spectre de fréquences de chaque signal, donc un décalage des bandes latérales et une distorsion de la modulation.

P. DAVID.

Les atmosphériques à Watheroo (Australie), J. E. I. CAIRNS, *Proc. Inst. of Rad. Eng.*, **15**, décembre 1927, 985-997.

On s'était proposé de mesurer 5000 atmosphériques d'été par la méthode d'Appleton, Watson-Watt et Herd. La mise hors service du tube oscillographique n'a permis d'en mesurer que 1000. La tension de haute-fréquence est prise aux bornes d'un système résistance-capacité intercalé dans l'antenne en série avec une résistance d'amortissement. Un amplificateur à résistances attaque les plaques *OY* de l'oscillographe. Les plaques *OX* sont alimentées par un oscillateur de balayage comportant un diode saturé. Un oscillateur sinusoïdal étalonné permet de graduer l'axe des temps.

Les observations ont été faites en variant les temps de balayage pour étudier les divers types d'atmosphériques. Une statistique a été établie suivant la forme et la durée.

B. DECAUX.

RAYONNEMENT

Les faisceaux d'énergie des ondes courtes, BOHM (O.), *E. N. T.*, **5**, nov. 1928, 413-422.

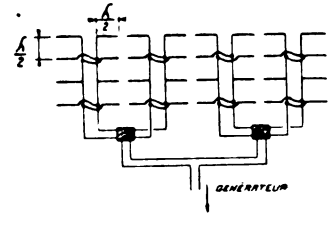
L'auteur rappelle d'abord les principes sur lesquels sont basés les rayonnements en faisceaux et s'occupe particulièrement du cas où les antennes des réseaux sont en phase. Il indique ensuite les expériences faites par la Telefunken, les résultats obtenus et le type de réseaux auquel on s'est arrêté.

Les essais faits entre Nauen et l'Amérique du Sud ont montré que les signaux faits avec un dipôle horizontal sont reçus avec une force double de ceux transmis avec un dipôle vertical.

Des comparaisons entre les signaux provenant d'un dipôle et ceux provenant d'un réseau ont montré que les derniers étaient reçus de 3 à 12 fois plus forts que les premiers.

En outre les réseaux employés à l'émission et à la réception apportent une protection très efficace contre les parasites, les évanouissements et les échos. Des graphiques et des oscillogrammes permettent de constater ces résultats.

Les réseaux employés sont constitués par 8 groupes de 4 fils horizontaux ayant chacun une demi-longueur d'onde et séparés verticalement par une distance de une demi-longueur d'onde ; un feeder à bifurcation les alimente. Un réflecteur constitué par un réseau identique, mais non alimenté directement est placé à un quart d'onde du réseau principal.



R. MESNY

Digitized by Google

SILICE PURE FONDUE SiliS SILICE PURE FONDUE

"SiliS"

est, de tous les isolants, celui qui s'échauffe le moins dans un champ de de haute fréquence

Silis transparente	1
Silis opaque	2,5
Porcelaine	25
Verre	11 à 25
Ebonite	18 à 25
Bakélite	100

Pertes comparées d'énergie dans quelques diélectriques usuels.

QUARTZ ET SILICE

Siège Social : 8, rue d'Anjou, PARIS, VIII^e^

TÉL. Anjou 10-99 / Inter 214

Usine à Saint-Pierre-les-Nemours

R. C. Seine 206-183

Adresse Télégr. : Siliquartz-Paris 123

VIENT DE PARAITRE

P. LUGNY

LES ONDEMÈTRES

CONSTUCTION
ÉTALONNAGE
::: EMPLOI :::

Le livre le plus complet de tous ceux qui traitent de la question, contient une étude détaillée de toutes les méthodes de mesure.

PRIX : 6 fr. ; franco : 7 fr.

Étienne CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, Paris

LA FAMEUSE NOTICE 155

Des milliers d'exemplaires épuisés

Devant le succès de cette première édition, nous faisons un nouveau tirage de notre notice technique sur l'emploi de nos appareils de mesure en T. S. F.

Tout ce qu'on peut faire avec un milliampèremètre-volmètre :

Contrôle et **Dépannage** d'un poste.

Mesure d'isolement de voltage, d'intensité, de batteries courant plaque, courant grille, etc...

Mesure de lampes sans avoir besoin de tracer des courbes.

Cette notice technique de vulgarisation vous sera envoyée gracieusement sur demande,

aux Établ^ts^ CHAUVIN et ARNOUX,
186, rue Championnet

Digitized by Google

Le transport de l'énergie du générateur à l'antenne par les ondes courtes, MOSER (W.), *E. N. T.*, **5**, nov. 1928, 422-427.

Le transport de l'énergie depuis le générateur jusqu'aux antennes se fait au moyen de deux conducteurs constitués soit par deux fils parallèles, soit par deux tubes concentriques. Il faut éviter, dans la mesure du possible, les pertes dans ces conducteurs. L'auteur a mesuré l'amortissement de la propagation le long d'un tel système ; pour cela il a mesuré la « largeur des nœuds » d'une onde stationnaire cette longueur étant définie par le double de la distance sur laquelle le potentiel passe de son minimum V_0 à la valeur V_0 2. Si x_1 est cette longueur l'amortissement est

Il a étudié trois systèmes : deux fils de 6 mm. de diamétre, à une distance de 114 mm., deux fils de 2 mm. à une distance de 220 mm. ; deux tubes concentriques de diamètre 35 et 100 mm. Il a trouvé comme amortissement par mètre 24.10^{5}, 15.10^{5}, 15.10^{5} ; le calcul donnait : 17.10^{5}, 30.10^{5}, 8.10^{5}.

Il montre ensuite qu'il y a une économie notable, du point de vue des pertes, à utiliser des ondes progressives le long des fils d'alimentation. Il donne enfin quelques indications sur les dispositifs de jonction du générateur à la ligne et de la ligne à l'antenne. Aux bifurcations de la ligne, on peut éviter l'emploi de transformateurs en calculant exactement la ligne principale et les deux lignes bifurquées de telle sorte que la résistance caractéristique de chacune de ces dernières soit double de celle de la première.

R. MESNY.

Sur les réflecteurs à fils, GOTHE (A), *E. N. T.*, **5**, novembre 1928, 427-431.

L'auteur examine sommairement le système constitué par deux fils parallèles d'une demi longueur d'onde situés à des distances variables ; l'un d'eux est excité l'autre entre en vibration sous l'influence du premier. Il donne des graphiques indiquant l'amplitude et la phase du courant dans le fil réflecteur en fonction de la distance des deux fils. Considérant ensuite le cas où la distance vaut un quart puis un huitième d'onde, il fait varier la longueur du fil réflecteur pour changer son accord et donne les valeurs du champ total en avant et en arrière du réflecteur en fonction de l'accord.

Il passe ensuite à deux ensembles de huit fils formant réseaux actif et réflecteur situés à un quart d'onde l'un de l'autre et indique qu'une telle disposition permet de réduire le champ en arrière du réflecteur à 1 /10e du champ en avant.

Ces réseaux employés à la réflexion permettent d'atténuer grandement les effets des perturbations et ceux des échos, mais non de les supprimer complètement ; il faudrait pour cela abaisser le rapport précédent à 1 /100.

On améliore beaucoup les résultats en établissant un couplage entre les deux réseaux et entre ceux-ci et le récepteur ou l'émetteur, suivant le cas. Ces couplages sont obtenus au moyen de 3 groupes, de bobines appartenant au réseau actif, au réseau réflecteur et au récepteur ou à l'émetteur. Un rayonnement ou une réceptivité presque parfaitement unidirectionnels sont ainsi obtenus.

R. MESNY.

ÉMISSION

Oscillateurs piézoélectriques avec des lampes à quatre électrodes, J. R. HARRISSON, *Proc. Inst. of Rad. Eng.*, **16**, novembre 1928, 1455-1470.

L'auteur a étudié deux nouveaux montages de quartz oscillants, employant la lampe à grille-écran. Le premier, analogue à un montage de Cady, utilise un quartz à deux paires d'électrodes, l'une dans le circuit de grille, l'autre dans le circuit de plaque. La lampe est une lampe à écran de 7w,5 avec 425v sur la plaque et environ 200v à l'écran. Il y a une tension d'écran optimum pour chaque fréquence. La puissance fournie est notablement plus grande qu'avec un triode analogue. La stabilité est satisfaisante. On a constaté, même dans le vide, des déplacements du cristal qui semble « ramper » par suite des vibrations dans son support.

Le deuxième type d'oscillateur est analogue à celui de Pierce, avec le quartz monté entre grille de commande et plaque. La stabilité est moins bonne.

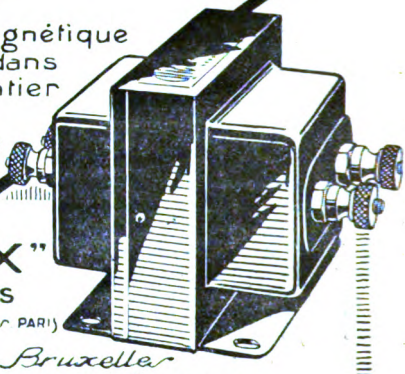
A. W. Hull a décrit un montage dans lequel le quartz est entre filament et grille de commande, la lampe étant montée en tube à grille de charge d'espace. Ce système aurait une fréquence très constante.

B. DECAUX.

Influence des constantes des circuits sur la fréquence des oscillateurs à quartz piezo-électrique, ARLES M.

Digitized by Google

LES
TRANSFORMATEURS
CROIX
en carter non magnétique
se vendent dans
le Monde entier
500.000
en service



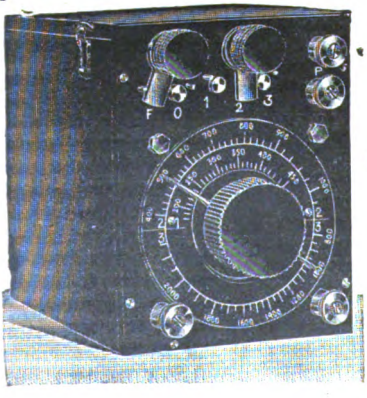
CONSTRUCTIONS
ELECTRIQUES "CROIX"
3, rue de Liége - PARIS
Teleg: Radisolor PARIS

AGENCES à : Amsterdam, Bruxelles
Budapest, Copenhague, Lisbonne, Londres
Prague, Oslo, Stockholm, Varsovie, Vienne, Zurich

Publicité G. Cordonnier.

Téléphone : SÉGUR 73-44
R. C. Seine 22.262

Modèle G. C.



De 10 à 550 mètres.

LA PRÉCISION ÉLECTRIQUE

(Anciens Établissements HORY)

10, rue Crocé-Spinelli, PARIS-14e

Fournisseurs des Administrations de l'État et des Gouvernements étrangers

GRAND PRIX AU CONCOURS DE T. S. F. DE 1922

Ondemètres munis de la méthode de zéro
Système H. ARMAGNAT (Breveté S. G. D. G.)

Ondemètres à self-inductances interchangeables
(Type G. de 100 à 5.000 mètres et type G. C. de 10 à 550 mètres.)

Ondemètres Controlo
(De 100 à 1.200 mètres et de 200 à 2.000 mètres.)

RÉCEPTEURS RADIOTÉLÉPHONIQUES

Condensateurs variables à air pour réceptions

Condensateurs variables à air pour haute tension

Condensateurs fixes sous ivoirine et sous tube

Résistances sous tube

Transformateurs, Détecteurs, Pièces détachées

Digitized by Google

TERRY, *Proc. Inst. Rad. Ing.*, **16**, nov. 1928, 1486-1506.

Dans cet article, l'auteur donne la théorie mathématique de l'oscillateur à tube stabilisé par quartz, selon que le cristal est placé entre grille ou plaque ou entre filament et grille. Dans ces deux cas, il envisage les trois hypothèses où dans le circuit de plaque est placé soit un circuit oscillant accordé, soit une résistance, soit une inductance. Des équations différentielles obtenues, il déduit les conditions d'entretien, les valeurs des fréquences émises, etc., par une méthode qu'il met bien en évidence au début de l'article en l'appliquant à des équations différentielles jusqu'au 4e degré inclus. Dans ce travail, le quartz est schématisé par le circuit indiqué par Van Dyke.

Les résultats théoriques ont été vérifiés par l'expérience en étudiant les variations de fréquence de l'oscillateur stabilisé par quartz produites par les variations d'impédance du circuit de plaque. Il faut noter que l'auteur a été conduit à donner à la résistance équivalente du quartz une valeur sensiblement plus petite que celle qui avait été indiquée par Van Dyke.

En résumé, la fréquence émise par un oscillateur à quartz dépend des constantes des circuits utilisés. Lorsque la fréquence propre du circuit inséré dans la plaque est voisine de la fréquence propre du quartz, les oscillations sont le plus intenses, mais c'est le cas aussi où cette dernière fréquence diffère le plus de la fréquence résultante obtenue. Pour maintenir la constance de la fréquence, il y a un gros intérêt à intercaler dans le circuit de plaque une résistance pure. Malheureusement, pour obtenir des oscillations, il faut des cristaux bien choisis ; sur 30 environ essayés par l'auteur, trois seulement ont fonctionné ainsi. Dans tous les cas, lorsque un cristal a été étalonné il faut l'utiliser dans le même circuit et dans les mêmes conditions où cet étalonnage a été fait.

P. ABADIE.

RÉCEPTION

La détection avec le tube à quatre électrodes, J. R. NELSON, *Proc. Inst. of Rad. Eng.*, **16**, juillet 1928, 822-839.

Le but de l'étude est d'utiliser la lampe à grille-écran comme détecteur attaquant directement la lampe finale, après une forte amplification en haute-fréquence. La détention par la plaque est obligatoire, la tension à détecter étant de plusieurs volts et la tension de basse-fréquence de sortie devant être d'une trentaine de volts.

Un calcul permet d'obtenir des valeurs du courant détecté pour une onde modulée. Les coefficients entrant dans l'expression trouvée sont fournis par des courbes. La liaison étant faite par résistance et capacité, les mesure faites avec la lampe finale montée en voltmètre ont donné des nombres satisfaisants.

B. DECAUX.

Le sens du courant redressé par un détecteur à cristal, G. G. REISSHAUS, *Funk*, **4**, janvier 1929, 17-20.

Il n'y a pas de règle absolue donnant le sens du courant redressé par un détecteur à cristal. Par exemple, pour une galène, et un chercheur en cuivre, le courant va généralement de la galène au chercheur ; mais il peut en être autrement avec d'autres cristaux, ou en certains points du même cristal.

L'auteur explique ces résultats par la théorie suivante : la détection est due à la dissymétrie des électrodes en contact, et le courant va toujours de la plus pointue à la plus arrondie ; mais la surface du cristal étant très irrégulière et présentant de petits angles vifs, il peut se faire en dépit des apparences, que la partie en contact avec le chercheur soit plus pointue que celui-ci.

De même l'auteur explique par de petites irrégularités des surfaces, la détection produite entre deux électrodes qui paraissent identiques ; par exemple, deux billes métalliques polies.

P. LERCY.

Sur la puissance maximum fournie par les amplificateurs, A. FORSTMANN, E. SCHRAMM, *Zts Hfr Techn.*, **32**, décembre 1928, 1-2.

Le problème du dernier étage d'amplification, c'est-à-dire de la puissance maximum fournie *sans distorsion* par un tube a déjà fait l'objet de nombreux travaux.

Les auteurs le reprennent, en tenant compte de ce fait souvent négligé : qu'on ne doit pas faire descendre le courant de plaque au-dessous d'une certaine valeur limite j_{min}, sous peine de travailler dans une région fortement courbée de la caractéristique.

Tenant compte de cette limite ils calculent l'énergie maximum fournie sous une tension de plaque donnée. Si l'impé-

Digitized by Google

La Société dite " Wired Radio-Incorporated ", résidant à New-York (Etats-Unis d'Amérique du Nord), titulaire des brevets français suivants :

1° - **N° 615.875** (Perfectionnements aux circuits de réception par télégraphie sans fil sur réseaux triphasés).

2° - **N° 616.124** (Oscillateur multifréquence commandé par cristal).

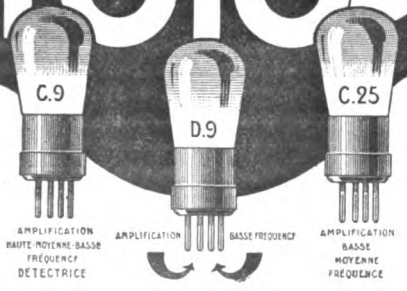
3° - **N° 617.009** (Générateur de courant polyphasé à haute fréquence).

offre de vendre ces brevets, ou d'en concéder licence.

Adresser toutes propositions ou demande de renseignements à John B. BRADY, Dr Counsellor at Law,- Ouray Building-WASHINGTON D. C. (Etats-Unis d'Amérique du Nord).

LAMPES DE T.S.F.

FOTOS



NOUVELLE SÉRIE
DE LAMPES DE RÉCEPTION A TRÈS FORTE
ÉMISSION ÉLECTRONIQUE

FABRICATION
GRAMMONT

LE SUCCÈS DE
CEMA
S'AFFIRME CHAQUE JOUR

LE DIFFUSEUR DANTE

LE DIFFUSEUR SMART

TRANSFORMATEUR BF BLINDE

CONDENSATEUR A DEMULTIPLICATEUR

LE HAUT-PARLEUR STANDARD C

236, AVENUE D'ARGENTEUIL
ASNIÈRES

Digitized by Google

dance intercalée dans la plaque est unet résistance pure R_a, elle ne doit pas être égale à la résistance interne R_i, comme l'indique le raisonnement habituel ; elle doit être *inférieure*, et la correction est d'autant plus importante que la pente de la caractéristique est plus faible. — Si, au contraire, cette impédance est une réactance pure, son module doit être égal à $R_i \sqrt{3}$

Les auteurs examinent enfin le cas où le courant de saturation est atteint pour des valeurs négatives de la tension de grille.

P. DAVID.

Mesures sur la tension alternative à l'entrée des amplificateurs, M. V. ARDENNE, *Zts Hfr. Techn.* **32,** décembre 1928, 199-202.

Il est intéressant de mesurer la tension fournie par un collecteur d'ondes (cadre ou antenne) aux bornes d'un amplificateur, et d'en suivre les variations.

L'auteur l'a fait avec un dispositif d'amplificateur étalonné, antérieurement décrit. Il donne quelques exemples et applications des résultats.

Variations de la réception d'une station donnée en fonction du temps ; évanouissements ; influence du coucher du soleil...

Ordre de grandeur des tensions ainsi recueillies : de 10 volts, pour une grande antenne à proximité d'un émetteur — à environ 10^{-3} ou 10^{-4} volt, aux bornes d'un cadre, pour une station émettrice à quelques centaines de km. — Les signaux plus faibles, notamment lors des évanouissements, se perdent dans les parasites.

L'auteur déduit de ces chiffres que l'amplification haute fréquence nécessaire avant détection doit atteindre 3.800 à 7.600.

Il préconise l'emploi de régulateurs automatiques.

P. DAVID.

EXPLOITATION - APPLICATIONS

Nouveau service téléphonique entre Berlin et Buenos-Ayres, *Wir. World.* **24,** 16 janvier 1929, 73-74.

Un service public de radiotéléphonie duplex fonctionne depuis le 10 novembre dernier entre *Berlin* et *Buenos-Ayres.*

La puissance employée dans chaque sens est de 20 kw. Les longueurs d'onde sont 14,83 m. et 15,34 m.

L'article donne quelques détails sur les installations de *Berlin.* A l'émission on a un double rideau d'antennes *horizontales* ; l'alimentation est faite par feeder à deux tubes concentriques.

La réception comporte quatre étages d'amplification haute fréquence par lampes à grille-écran, donnant au total une amplification de 500. On fait ensuite un changement de fréquence et on réalise une amplification totale de l'ordre du million.

P. DAVID.

Radiocommunications téléphoniques entre l'Europe et l'Amérique, E. WOLLNER, *El. Nachr. Techn.* **5,** décembre 1928, p. 489-522.

Le système de radiotéléphonie transatlantique sur ondes longues et avec « une seule bande », installé aux États-Unis par le *Bell System* et en Angleterre par le *Post-Office,* et qui fonctionne commercialement depuis 1927, a déjà été décrit maintes fois (Voir *Onde El.* mars 1924, p. 3 ; octobre 1925 ,p. 71 ; janvier 1928, p. 7, A ; avril 1928, p. 24, A).

Le présent article donne un exposé complet, fort bien présenté et abondamment illustré, de toute la question. Propagation des ondes et choix de la longueur sur une seule bande ; filtres ; réception ; montage en duplex et raccord aux réseaux existants ; contrôles, conditions de service, etc ; tout est passé en revue de façon sommaire, mais claire et vivante.

P. DAVID.

La Télémécanique dans la marine allemande de 1916 à 1918, H. W. BIRNBAUM, *Zts. Hochfr. Techn.* **32,** novembre 1928, 162-170.

Revue historique et documentaire des recherches faites pendant la guerre pour la télécommande d'engins mobiles.

On avait depuis longtemps cherché à diriger des torpilles en les commandant par câble sous-marin immergé déroulé derrière elles, lorsque la solution apparut possible sans aucun fil par les ondes radioélectriques.

Les premiers essais eurent lieu en 1914-1915, sur un lac près de BERLIN. L'émission était naturellement à étincelles, avec circuit intermédiaire, et sa puissance atteignait 400 watts sur la longueur d'onde 200 m. La réception, aussi syntonisée que possible, comportait une amplification par relais microphonique. Des portées de 4 km. furent obtenues ; le brouillage par un poste de 5 kw était sensible à par-

Digitized by Google

TRANSFORMATEURS

VALVES HAUTE TENSION

= "KENOS L. S. T." =

=: RÉPARATION DE :=

LAMPES D'ÉMISSION

CONDENSATEURS ET SELFS

pour Filtres émission

Quartz oscillant

à partir de 100m de fondamentale,
étalonné ou non, garanti oscillant
sans couplage grille

VALVES A GAZ avec ou sans FILAMENT

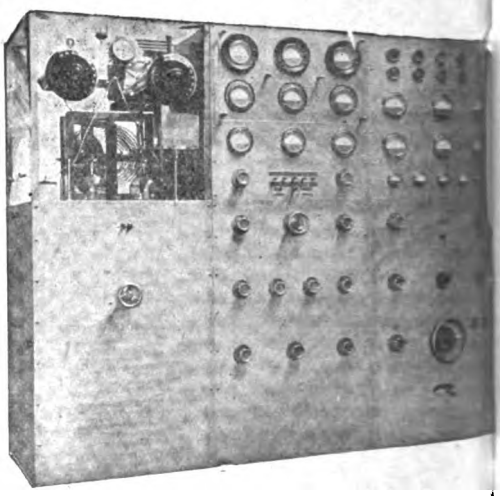
TUBES AU NÉON, MERCURE, etc...

TUBES LUMINESCENTS

Société L. S. I.

11, Impasse Marcès, PARIS (IX)

LES RADIODIFFUSORS
LES POSTES
Pathé TSF
LES MEILLEURS MOINS CHERS
CATALOGUE FRANCO
80, Bd des Italiens
PARIS
G.M: 260 frs



POSTE DE BROADCASTIN

2 Kilowatts

Étab. G. I. KRAEMER, 16, rue de Chateaudun ASNIÈRES (Seine)

Téléphone : Wagram 86-72
Asnières 12-48
Asnières 12-49

Digitized by Google

tir de 1.200 m. L'embarcation fut aussi télécommandés par un avion à 2 ou 3 km.

On équipa ensuite une vedette rapide : 200 CV, 60 km./H, susceptible d'être chargée de 750 kgs d'explosif. Il y avait à la réception un amplificateur à lampes, blindé (pour éviter l'action perturbatrice de l'allumage du moteur), et une résonance sur la fréquence (1.000) des étincelles. La commande fut assurée en mer à 10.12 km. par un avion émettant sur 150 m., puis 120 m., avec une puissance de 300 watts antenne. La manipulation des commandes était automatique.

Les postes brouilleurs des grands bâtiments, travaillant sur 400 à 600 mètres, faisaient sentir leurs effets à des distances de l'ordre de 50 à 500 m. (suivant la position des harmoniques).

Le dispositif était entièrement au point et le personnel préparé, lorsque fut signé l'armistice.

Mais les résultats obtenus, et les diverses améliorations envisagées ou essayées déjà (lampe bigrille dès 1917 ; modulation à fréquence super-audible ; emploi de deux ondes simultanément ; bloquage des commandes à volonté...) ont permis depuis, la télécommande de l'ex-bâtiment de ligne *Zähringen*, signalée par les journaux.

P. DAVID.

Récepteurs d'avions pour radio-phares et téléphonie, H. PRATT, H. DIAMOND, *Bur. of St. Journ. of Res.*, **1**, octobre 1928, 543-564.

Le Bureau of Standards, pour compléter l'organisation du service des radiophares pour avions, a construit des modèles de récepteurs spéciaux.

Deux fonctionnent avec des tubes spéciaux chauffés sous 1 ou 3 volts, donnant une faible amplification, mais relativement exempts des bruits microphoniques Le troisième est prévu pour les tubes normaux du commerce sous 5 volts.

Tous travaillent sur antenne fixe de 3 m. de longueur, avec la masse de l'avion comme contrepoids. La gamme couverte est de 860 à 1050 mètres (285 à 350 Kc). Le poids est inférieur à 10 kg. la manœuvre très simple, la construction métallique est compacte et robuste.

Estimant les superhétérodynes trop faciles à brouiller, en raison des deux positions de battement, les auteurs ont obtenu la sensibilité et la sélectivité nécessaires, par l'emploi de 3 ou 4 étages haute fréquence à transformateurs accordés, commandés simultanément par une seule manœuvre, mis sous écran de cuivre et neutralisés. La description détaillée de ces transformateurs, et leurs courbes caractéristiques, sont données.

La détection se fait par condensateur shunté de grille ; l'amplification de basse fréquence, par deux étages à transformateurs, avec une lampe de puissance.

L'ensemble est assez sensible pour actionner un indicateur mécanique de route, à partir d'un champ de moins de 20 microvolts par mètre. Cela correspond, pour les radiophares en service, à une portée de 160 km. (le système d'allumage de l'avion étant blindé pour éviter les bruits de magnétos).

P. DAVID.

Construction d'un indicateur de route à lames vibrantes pour le guidage des avions, F. W. DUNMORE, *Bur. of St. Journ. Res.* **1**, novembre 1928, 751-770.

On sait (Voir *Onde El.*, analyses, janvier 1929, p. 5A) que le système de guidage des avions, employé aux États-Unis, consiste à réaliser le long de la route à suivre l'égalité de deux faisceaux hertziens, dont l'un est plus fort à droite, l'autre plus fort à gauche. Chacun ayant un signal caractéristique, le pilote muni d'un simple récepteur quelconque écoute alternativement les deux signaux et déduit de leur intensité relative sa position par rapport à la route prévue.

Bien que cette manœuvre soit simple, il a paru préférable de la réaliser automatiquement, et de mettre sous les yeux du pilote un *indicateur de route* à lecture

Pour cela on constitue les deux signaux caractéristiques par deux modulations à fréquences 60 et 85 p : s, et on envoie le courant de sortie du récepteur dans une sorte de « fréquencemètres à lames » rudimentaire, ne comportant que les deux lames accordées sur 60 et 85. Elles prennent une amplitude égale si les intensités sont égales, c'est-à-dire si l'avion est de bonne route ; au contraire, l'une ou l'autre prend plus d'amplitude, si l'avion dévie. Un simple coup d'œil permet au pilote de connaître le sens et l'ordre de grandeur de sa déviation.

L'article donne, avec nombreuses photographies et schémas, la description des « indicateurs de route » successivement construits sur le principe. Le dernier modèle comporte une ingénieuse correction des variations de température.

P. DAVID.

Digitized by Google

DIÉLECTRIQUES ET ISOLANTS

PAR

J.-B. WHITEHEAD

Doyen de l'École des Ingénieurs
Professeur d'Électricité appliquée à l'Université John Hopkins
Professeur américain d'échange
auprès des universités françaises 1926-27
Fellow. American Institute of Electrical Engineers

Cet ouvrage absolument unique en son genre et dont il n'existe encore d'équivalent en aucune langue, résume toutes les connaissances actuelles sur la théorie des diélectriques et isolants. Il contient une grande quantité de données théoriques et expérimentales qui n'avaient encore jamais été analysées ni coordonnées d'une façon satisfaisante ; il se termine par une bibliographie extrêmement importante de tous les articles et volumes sur la question des isolants

Un volume de 180 pages contenant 61 fig., tableaux et graphiques

Prix : **30** francs — Franco : **32, 50**

Etienne CHIRON, Editeur, 40, Rue de Seine, PARIS

Digitized by Google

Les progrès dans la phototélégraphie, SCHROTER (F.), *E. N. T.*, **5**, novembre 1928, 449-459.

L'auteur expose les progrès réalisés par la Telefunken pour mieux utiliser l'éclairement du document à transmettre pour obtenir une reproduction plus fidèle et enfin pour chercher à réaliser une radiotransmission de textes à l'abri des perturbations atmosphériques et même des évanouissements des ondes courtes.

La cellule photoélectrique annulaire est remplacée par une cellule ordinaire sur laquelle la majeure partie de la lumière tombant sur le point éclairé du document est renvoyée par un miroir parabolique ayant ce foyer en ce point. La partie du miroir voisine de son sommet est naturellement supprimée pour permettre le passage du document ; le faisceau lumineux pénètre par un trou percé dans le miroir, il est ensuite cassé par un prisme à réflexion totale.

La fidélité de la reproduction est obtenue en utilisant à la réception un relais lumineux constitué par une lampe dont la lumière résulte de l'illumination d'un mélange d'hydrogène et d'argon à la pression de 6 mm.

La protection contre les atmosphériques et les évanouissements des ondes courtes est obtenue par un système dérivé du procédé Verdan. On transmet les messages par phototélégraphie mais, alors que dans le processus normal, les traits consécutifs donnant l'image d'une lettre seraient tracés dans leur ordre normal, deux traits consécutifs étant jointifs, ces traits sont tracés ici dans un ordre différent en laissant d'abord des blancs entre les premiers traits tracés ; les vides ainsi laissés entre les premiers traits d'inscription sont ensuite comblés par les derniers. La probabilité de voir une même lettre affectée par un même atmosphérique est ainsi diminuée.

R. MESNY.

MATÉRIEL

Les caractéristiques des tubes à quatre électrodes et leur influence sur le rendement, DAVID C. PRINCE, *Proc. Inst. of Rad. Eng.*, **16**, juin 1928, 805-821.

Cette étude a été entreprise pour éclaicir les phénomènes qui se passent lorsque la plaque et la grille d'un triode sont à des potentiels voisins.

La charge d'espace, les émissions secondaires et les tourbillons d'électrons produisent une baisse du courant de plaque lorsque la tension de grille devient plus grande que celle de la plaque, d'où une perte de rendement.

Pour éviter les émissions secondaires on a introduit une seconde grille (entre la grille et la plaque) à une tension inférieure à celle de la plaque. Le champ retardateur ramène les électrons vers la plaque même si leur vitesse est grande.

Un premier tube, peu puissant, a fourni les caractéristiques prévues. Un autre, de 1 kw, a confirmé ces résultats. Certaines anomalies ayant été attribuées au manque de symétrie et aux tourbillons résultants, un troisième tube (1 kw) a été construit aussi symétrique que possible. La grille de commande est constituée de fils parallèles au filament ; l'écran est hélicoïdal.

Les calculs théoriques développés montrent que le courant de grille reste relativement faible, les retours d'électrons ne se produisant plus. Le rapport des courants de grille et de plaque n'est que légèrement supérieur à celui des surfaces projetées. Le tube se comporte comme ayant une cathode virtuelle plus grande que la grille. Son diamètre n'a pu être déterminé.

On peut ainsi obtenir sans introduction de gaz une résistance interne bien plus faible que celle d'un diode avec les propriétés d'un triode à haute tension.

B. DECAUX.

BIBLIOGRAPHIE

" J'ai compris la T. S. F. ! "

E. AISBERG. Un vol., CHIRON, éditeur. Préface de R. MESNY.

Le profane considère volontiers la radiotechnique comme inaccessible, et beaucoup d'usagers de la radiophonie manœuvrent leur poste sans y rien comprendre. Ils ont tort. En quelques heures, le volume de M. AISBERG leur apprendra l'essentiel, et, grâce à l'exposition tout à fait claire ; grâce à la division des chapitres, grâce à la présentation dialoguée ; grâce, enfin, aux illustrations humoristiques de GUILAC, c'est en s'amusant qu'ils s'instruiront.

P. DAVID.

Digitized by Google

J. GROSZKOWSKI

Traduit du polonais par

M. TEYSSIER, Ingénieur-Électricien

LES LAMPES
A PLUSIEURS ÉLECTRODES
ET LEURS APPLICATIONS

Préface de René MESNY

ÉMISSION D'ÉLECTRONS PAR LES CORPS INCANDESCENTS

LA LAMPE CATHODE A DEUX ÉLECTRODES
(Exemples numériques de calculs de lampe à deux électrodes)

LA LAMPE CATHODE A TROIS ÉLECTRODES
(Exemples de calcul de lampes à trois électrodes)

FONCTION DÉTECTRICE DE LA LAMPE CATHODE A TROIS ÉLECTRODES
(Exemples de calcul d'établissement de détecteur à lampes)

FONCTION AMPLIFICATRICE DE LA LAMPE CATHODE A TROIS ÉLECTRODES
(Exemples de calculs et de projets d'amplificateur)

FONCTION GÉNÉRATRICE DE LA LAMPE CATHODE A TROIS ÉLECTRODES
(Exemples de calculs et de projets d'émetteur à lampes)

Prix : **40** francs

Étienne CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, PARIS (VI^e^)

Digitized by Google

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

GÉNÉRALITÉS

L'importance scientifique de la radiotélégraphie ; J. ZENNECK, *Proc. Inst. Rad. Eng.* **17**, janvier 1929, 89-114.

Causerie instructive et agréable, montrant le secours apporté par la radiotechnique à d'autres branches de la physique ; notamment, à la théorie des oscillations ; à la mesure des quantités très faibles ; enfin, à l'acoustique générale.

P. DAVID.

Les phénomènes physiques et la loi de probabilité simple ; R. DE MONTESSUS DE BALLORE, *Revue Générale des Sciences*, **39**, **10**, **11**, **31**, mai et 15 juin 1928, 293-299 et 333-340.

Quelques statistiques réductibles et non réductibles à la loi de probabilité simple ; même auteur, *Ann. Soc. Scient. Bruxelles, série A*, **48**, 1928, Mémoires, 24.

Etude sur l'ajustage des statistiques et leur utilisation rationnelle.

La « probabilité simple » d'un événement étant p (son complément $q = 1-p$), si l'on fait m expériences, le nombre le plus probable d'arrivées de l'évènement est mp ; la probabilité pour que le nombre réel en diffère de x, est :

$$y_x = \frac{m!\, p^{mp-x}\, q^{mq+x}}{(mp-x)!\,(mq+x)!}$$

Ceci rappelé, un grand nombre de statistiques, relatives à des phénomènes physiques, sont réductibles à une loi de ce type ; (au besoin avec la correction d'une « constante de déplacement »).

L'auteur énonce ce théorème, que toute statistique, non réductible à cette loi, peut être décomposée en une *somme* dont les termes y sont réductibles.

Il en donne plusieurs exemples.

Ces considérations semblent pouvoir être utilisées pour dégager, dans tout ensemble d'observations statistiques complexes, les lois simples générales. En particulier, tel serait le cas des observations expérimentales accumulées depuis des années sur la propagation des ondes radio-électriques.

P. DAVID.

Etude d'ensemble du réseau équivalent à une lampe triode ; COLEBROOK (F. M.), *Journ. Inst. El. Eng.* **67**, janvier 1929, 157-169.

L'auteur entreprend de traiter par le calcul, et dans toute sa généralité, le rôle du tube triode.

Il suppose seulement constants : le coefficient d'amplification μ et la résistance interne Ra du tube.

Le circuit d'utilisation ayant une impédance quelconque Z'_s, l'auteur calcule l'amplification obtenue m', et l'impédance apparente aux bornes d'entrée ; il montre le rôle du facteur $r' = \frac{Z'_s}{Z'_s + Ra}$, les variations de l'amplification avec la fréquence, enfin l'avantage d'une charge inductive.

La complexité et le caractère théorique du travail lui donnent peu de conséquences pratiques. Cependant les deux résultats suivants peuvent être mentionnés :

1° En raison de la capacité de la lampe, l'amplification obtenue, m', peut dépasser la valeur μ, (pour une charge inductive convenable et une fréquence peu élevée).

2° l'impédance apparente à l'entrée peut tomber à quelques centaines d'ohms ; pour éviter un amortissement extravagant du circuit d'entrée, on doit coupler celui-ci à la grille par l'intermédiaire d'une capacité convenable (de l'ordre de 0,05 mμF).

P. DAVID.

MESURES

Méthode d'impédance constante pour la mesure d'inductances, H. M. TURNER, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, nov. 1928, 1550-1559.

L'auteur donne une méthode pour mesurer le coefficient de self-induction de grosses bobines, notamment des bobines

Digitized by Google

SILICE PURE FONDUE SiliS SILICE PURE FONDUE

"SiliS"

est, de tous les isolants, celui qui s'échauffe le moins dans un champ de de haute fréquence

Silis transparente	1
Silis opaque	2,5
Porcelaine	25
Verre	11 à 25
Ebonite	18 à 25
Bakélite	100

Pertes comparées d'énergie dans quelques diélectriques usuels.

QUARTZ ET SILICE

Siège Social : 8, rue d'Anjou, PARIS, VIII[e]

TÉL. { Anjou 10-99 / Inter 214

Usine à Saint-Pierre-les-Nemours

R. C. Seine 206-183

Adresse Télégr. : Siliquartz-Paris 123

VIENT DE PARAITRE

P. LUGNY

LES ONDEMÈTRES

CONSTRUCTION
ÉTALONNAGE
::: EMPLOI :::

Le livre le plus complet de tous ceux qui traitent de la question, contient une étude détaillée de toutes les méthodes de mesure.

PRIX : 6 fr. ; franco : 7 fr.

Étienne CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, Paris

Pour paraître en Juin

LES SOLUTIONS MODERNES DU PROBLÈME DE L'ALIMENTATION DES POSTES DE T. S. F.

PAR

P. HÉMARDINQUER

PRIX : 15 Francs

E. CHIRON, Editeur
40, Rue de Seine - PARIS

Digitized by Google

à noyaux de fer utilisés dans les filtres à basse-fréquence. Le principe de cette méthode qu'il appelle la méthode à impédance constante est le suivant : étant donné l'ensemble d'une inductance L et d'une capacité C en parallèle alimenté sous une tension alternative E constante de pulsation ω, le courant qui passe dans le système ne varie pas si l'on coupe la branche contenant L, à condition que l'on ait $2\omega^2 LC = 1$. Donc si on règle C de manière que l'indication d'un ampèremètre A mesurant le courant total soit indépendante de la position d'un inverseur placé en série avec L, on pourra calculer la valeur de cette dernière connaissant ω et C.

L'auteur indique les précautions à prendre dans le cas où le changement de phase du courant passant dans A influe sur la valeur de E. Pour terminer il donne un schéma de montage quand la bobine est parcourue par du courant continu, et quelques résultats de mesure.

P. ABADIE.

FORMULES

Méthode généralisée pour le calcul de la self-induction de circuits plans ayant des formes arbitraires ; J. BASHENOFF, *El. Nachr. Techn.* **6**, janvier 1929, 22-40

L'auteur rappelle les formules connues pour la self-induction des figures simples ; cercle, carré, triangle, rectangle, hexagone, etc... et il généralise pour diverses figures irrégulières ; triangles quelconques, trapèzes, quadrilatères et pentagones irréguliers, etc.

Vérifications expérimentales.

P. DAVID.

Méthodes d'extension des formules donnant la mutuelle inductance de cercles coaxiaux et l'inductance de de bobines à une seule couche ; FRÉDÉRICK W. GROVER, *Bur. Stand. Journ. Res.*, **1**, oct. 1928, 487-511.

La formule établie par Maxwell pour l'inductance mutuelle de deux cercles coaxiaux fait intervenir les intégrales elliptiques complètes d'un certain module. Par l'application, répétée de la transformation de Landen, ce module peut être ramené à une valeur plus grande ou plus petite. Comme les formules relatives aux intégrales elliptiques ne conviennent pas bien pour les calculs numériques, on a été conduit à différents développements en série (série hypergéométrique, etc.). L'article a pour but de classer les différentes formules auxquelles on parvient, en éliminant cependant les formules trop compliquées, ou celles qui donnent une convergence trop lente. Des exemples numériques montrent que l'inductance d'une bobine donnée peut être calculée par plusieurs formules et avec une précision supérieure aux besoins pratiques. L'article se termine par une bibliographie très complète sur le sujet.

P. ABADIE.

Mutuelle inductance de deux cercles quelconques ; CHESTER SNOW, *Bur. Stand. Journ. Res.*. **1**, oct. 1928, 531-542.

L'auteur obtient d'abord une expression théorique donnant le flux magnétique à travers un cercle quelconque, puis une expression similaire pour le potentiel magnétique dû à un courant d'intensité un dans un autre cercle. La combinaison de ces deux résultats conduit à une expression donnant l'inductance mutuelle de deux cercles. L'application de l'expression est faite aux cas où les cercles sont parallèles et où leurs axes se coupent.

P. ABADIE.

RAYONNEMENT

L'efficacité des réflecteurs pour ondes courtes, G. GRESKY, *Zts. Hochfr. Techn.* **32**, novembre 1928, 149-161.

Travail expérimental sur la forme et les dimensions les meilleures de réflecteurs plans ou paraboliques, accordés ou non.

La longueur d'onde était comprise entre 2,60 et 4,37 m. La réception était mesurée à faible distance par antenne, détecteur et galvanomètre ; un contrôle qualitatif a été fait par écoute à 4 et 18 km.

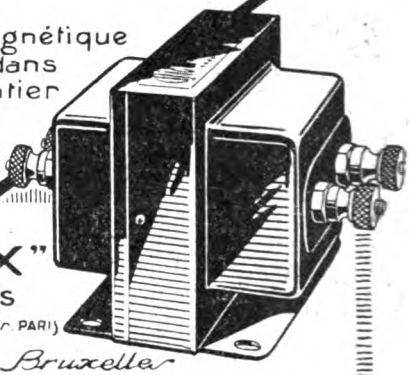
Voici, brièvement résumés, les résultats :

La meilleure combinaison est le miroir parabolique non accordé, pourvu qu'il soit assez haut (de l'ordre de λ) et constitué de fils assez rapprochés (λ/30). Il n'est pas avantageux d'augmenter l'ouverture au-delà de 1,5 λ.

Digitized by Google

LES TRANSFORMATEURS CROIX

en carter non magnétique
se vendent dans
le Monde entier
500.000
en service

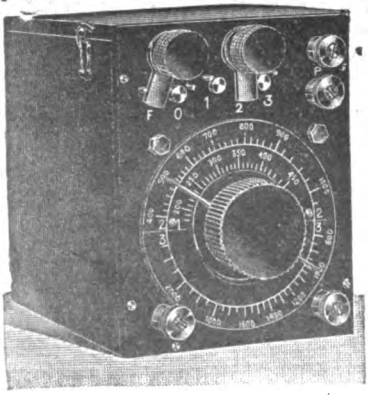


CONSTRUCTIONS ELECTRIQUES "CROIX"
3, rue de Liége - PARIS
Teleg: Radisolor PARI

AGENCES à : Amsterdam, Bruxelles, Budapest, Copenhague, Lisbonne, Londres, Prague, Oslo, Stockholm, Varsovie, Vienne, Zurich

Publicité G. Cordonnier

Téléphone : SÉGUR 73-44
R. C. Seine 22.262
Modèle G. C.



De 10 à 550 mètres.

LA PRÉCISION ÉLECTRIQUE
(Anciens Établissements HORY)
12, rue Crocé-Spinelli, PARIS-14e
Fournisseurs des Administrations de l'État et des Gouvernements étrangers
GRAND PRIX AU CONCOURS DE T. S. F. DE 1922

Ondemètres munis de la méthode de zéro
Système H. ARMAGNAT (Breveté S. G. D. G.)
Ondemètres à self-inductances interchangeables
(Type G. de 100 à 5.000 mètres et type G. C. de 10 à 550 mètres.)
Ondemètres Controlo
(De 100 à 1.200 mètres et de 200 à 2.000 mètres.)
RÉCEPTEURS RADIOTÉLÉPHONIQUES
Condensateurs variables à air pour réceptions
Condensateurs variables à air pour haute tension
Condensateurs fixes sous ivoirine et sous tube
Résistances sous tube
Transformateurs, Détecteurs, Pièces détachées

Digitized by Google

Le miroir en fils accordés, espacés de $\lambda/8$, est presque aussi bon.

Dans les deux cas, la distance focale doit être de 0,27 λ et l'antenne doit être placée sur la ligne focale.

Le miroir plan est nettement inférieur ; il doit être placé à 0,2 λ en arrière de l'antenne.

P. DAVID.

Réversibilité du radiogoniomètre et du radiophare à cadre tournant ; SMITH-ROSE (R. L.), *Journ. Inst. El. Enq.* **67**, janvier 1929, 149-156.

On a observé qu'un radiophare à cadre tournant, installé à Fort-Monkton, donnait dans certaines directions des erreurs atteignant au maximum 10 degrés.

L'auteur en a cherché les causes. Guidé par une analogie légitime entre cet appareil et le radiogoniomètre habituel de réception, il a diagnostiqué une distorsion du champ, produite par des câbles électriques enterrés passant juste en-dessous du cadre.

Cette vue a été confirmée par diverses expériences, mais les procédés de correction imaginés n'ont pas complètement réussi. L'expérience est néanmoins instructive pour l'établissement futur d'autres radio-phares analogues.

P. DAVID.

PROPAGATION

Recherches sur la propagation des ondes ultra-courtes ; F. GEITH, et W. SCHEPPMANN, *Zts. Hfr. Techn.* **33**, janvier 1929, 23-27.

Il s'agit des ondes inférieures à 10 mètres, et plus particulièrement des ondes de 3 à 4 mètres.

On sait qu'elles se propagent presque uniquement en ligne droite, comme la lumière (MESNY, *Les Ondes électriques courtes*, 1927, § 25, et RITZ, *Onde El.*, novembre 1928).

Les auteurs ont, une fois de plus, vérifié cette propriété, en trois séries d'expériences.

La réception utilisée comportait dans tous les cas un montage à super-réaction suivi de deux étages basse fréquence.

1° Réception au sol, émetteur sur avion puissance 1 ou 2 watts. La portée atteignait 30 à 50 km. en télégraphie.

2° Emission au sol, sur une tour, avec une puissance de 70 watts. Réception en avion, passablement gênée par l'effet d'écran de l'avion lui-même (mais les moteurs troublent peu lorsqu'ils tournent à plein régime). Portée maximum 110 km.

3° Emission sur le sommet d'une montagne de 1140 m.

Portée maximum 110 à 120 km ; influence d'une petite augmentation de hauteur.

Les auteurs soulignent l'intérêt de ce genre de liaison, qui présente une discrétion comparable à celle de l'optique sans en avoir tous les inconvénients.

P. DAVID.

Relation entre la portée des ondes très courtes et la hauteur de l'émetteur au-dessus du sol ; H. FASSBENDER et G. KUHLBAUM, *Zts. Hfr. Techn.* **33**, février 1929, 52-55.

Il s'agit toujours des ondes de 3 à 4 m. et de leur propagation exclusivement en ligne droite. (Voir analyse ci-dessus).

Les auteurs se sont proposés de vérifier quantitativement la relation calculée entre la portée, et la hauteur de l'émetteur au-dessus du sol, en tenant compte de la sphéricité de la Terre.

Pour cela ils ont équipé un avion *Albatros* L. 37 avec un émetteur modulé mettant environ 1 watt dans une antenne dipôle horizontale. La réception, placée à terre, était à super-réaction ; on comparait l'intensité des signaux avec celle du bruit de fond.

La portée observée, égale au maximum à 90 km. pour une altitude 2.700 m. de l'avion, est inférieure à celle calculée ; les auteurs attribuent l'écart à l'absorption des ondes par les obstacles au voisinage du récepteur.

P. DAVID.

ÉMISSION

Transmissions dirigées sur ondes très courtes, H. YAGI, *Proc. Inst. Rad Enq.* **16**, juin 1928, 715-741.

Revue très rapide de toute une série de travaux effectués à l'Université de *Tokyo* sur les ondes plus courtes que 10 mètres.

La première partie concerne les études de M. UDA sur les faisceaux dirigés. Leur originalité consiste dans l'emploi, non seulement des antennes servant de réflecteurs, mais aussi d'antennes « directrices » qui « concentrent » les ondes ; une suite de ces antennes, tendue entre l'émetteur et le récepteur, « canalise » les ondes et augmente beaucoup l'énergie reçue.

L'influence du sol a été également mise

Digitized by Google

La Société dite " Wired Radio-Incorporated ", résidant à New-York (Etats-Unis d'Amérique du Nord), titulaire des brevets français suivants :

1° - N° **615.875** (Perfectionnements aux circuits de réception par télégraphie sans fil sur réseaux triphasés).

2° - N° **616.124** (Oscillateur multifréquence commandé par cristal).

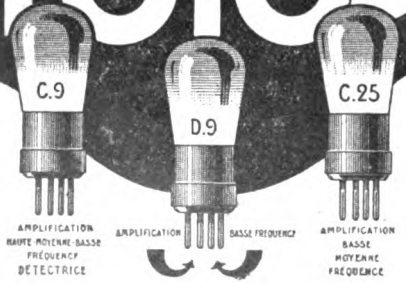
3° - N° **617.009** (Générateur de courant polyphasé à haute fréquence).

offre de vendre ces brevets, ou d'en concéder licence.

Adresser toutes propositions ou demande de renseignements à John B. BRADY, Dr Counsellor at Law,- Ouray Building-WASHINGTON D. C. (Etats-Unis d'Amérique du Nord).

LAMPES DE T.S.F.

FOTOS



NOUVELLE SÉRIE
DE LAMPES DE RÉCEPTION A TRÈS FORTE
ÉMISSION ÉLECTRONIQUE

FABRICATION
GRAMMONT

LE SUCCES DE
CEMA
S'AFFIRME CHAQUE JOUR

LE DIFFUSEUR
DANTE

LE DIFFUSEUR
SMART

TRANSFORMATEUR BF BLINDE

CONDENSATEUR A DEMULTIPLICATEUR

LE HAUT-PARLEUR STANDARD

236, AVENUE D'ARGENTEUIL
ASNIÈRES

Digitized by Google

en évidence ; il est avantageux d'en éloigner les antennes.

Les essais ont été faits sur ondes de 4,4 m. ; une série de photographies et de courbes expérimentales illustre leur description.

La seconde partie concerne la production d'ondes extrêmement courtes et pouvant aller jusqu'à 14 cm. avec un tube diode placé dans un champ magnétique (magnétron). Des essais sommaires de direction et de portée (jusqu'à 1 km.) ont été faits sur la longueur d'onde 40 cm. Le dispositif est dû à M. OKABE.

Ces travaux semblent importants, mais les mémoires originaux n'ont été publiés qu'en japonais. Souhaitons qu'une traduction en langue européenne permette d'en mieux apprécier la valeur.

P. DAVID.

Sur une méthode pour obtenir des ondes électriques très courtes, A. ZACEK, *Zts. Hfr. Techn.* **32**, novembre 1928, p. 172.

Il s'agit du montage à « magnétron », décrit récemment par YAGI et attribué à OKABE. (Voir analyse ci-dessus). L'auteur en revendique la paternité ; il l'a employé dès 1924, pour obtenir des ondes de 29 cm., et décrit dans un article du *Journal de Math. et Phys.* tchéco-slovaque ; référence y a été faite en 1925 par ZEHNECK, *Zts. Hochfr. Techn.*, 26, p. 375.

P. DAVID.

Les exigences de la manipulation ; R. A. HULL, *Q. S. T.* (amér.), **13**, février 1929, 9-19.

Une manipulation correcte d'un poste émetteur suppose :

1° le départ et l'arrêt progressifs des oscillations, de manière à réduire les brouillages dûs au régime transitoire ;

2° la stabilité de la fréquence.

Revue des montages possibles : coupure sur l'alimentation, sur la grille, sur les circuits haute fréquence, sur l'antenne, etc.

Discussion de leurs avantages.

P. LEROY.

RÉCEPTION

Caractéristiques de différents triodes détecteurs ; F. E. TERMAN, T. M. GOOGIN, *Proc. Inst. Rad. Eng.* **17**, janvier 1929, 149-161.

On peut caractériser le fonctionnement d'un tube en détecteur par la grille, au moyen de deux coefficients :

— l'un, représentant la résistance moyenne de l'intervalle filament-grille, et qui doit être faible, pour permettre la décharge rapide du condensateur et par suite le passage des modulations de fréquences élevées ;

— l'autre, inversement proportionnel à la variation relative du premier quand la tension varie, et qui doit aussi être faible, pour amener la rectification du courant alternatif de grille.

Ces deux coefficients déterminent l'abaissement de la tension moyenne de grille. Il convient, en outre, de considérer l'amplification de la lampe, pour en déduire la variation du courant de plaque.

Les auteurs ont fait une série de mesures sur les tubes américains les plus courants et ils en discutent l'efficacité. D'après leur tableau de classement, les meilleurs seraient les types 227 et 12 de la Radio-Corporation.

Avec bon nombre des tubes la présence du condensateur shunté n'introduit aucune distorsion appréciable aux fréquences élevées de la modulation radiophonique.

P. DAVID.

Antennes et circuits filtrants ; J. PLEBANSKI, *Proc. Inst. Rad. Eng.* **17**, janvier 1929, 161-173.

A propos du circuit filtre de VREELAND, à résonance rectangulaire, (voir *Onde El.*, août 1928, analyses, p. 42-A), l'auteur reprend la description de son système d'antennes couplées, donnant le même résultat. (Voir son article original, *Onde Electrique*, octobre 1926, p. 532) ; il étend l'application du principe à des circuits fermés, employés comme transformateurs sélectifs dans des amplificateurs.

P. DAVID.

Effet de la capacité grille-plaque dans la détection par la plaque ; BIEDERMANN (E. A.), *Exp. Wir.* **6**, février, mars 1929, 71-76, 93-95, 135-139.

Dans un précédent article, MEDLAM avait calculé l'influence de la capacité grille-plaque sur la détection des bandes latérales de la modulation ; il avait conclu qu'elle produisait une distorsion formidable (Voir analyse, et réserves faites, *Onde El.* novembre 1928, p. 62).

BIEDERMANN, reprenant le calcul, trouve un résultat tout différent ; d'après lui, le seul effet de cette capacité parasite est de créer un léger amortissement

Digitized by Google

TRANSFORMATEURS

VALVES HAUTE TENSION

"KENOS L. S. T."

RÉPARATION DE
LAMPES D'ÉMISSION

CONDENSATEURS ET SELFS
pour Filtres émission

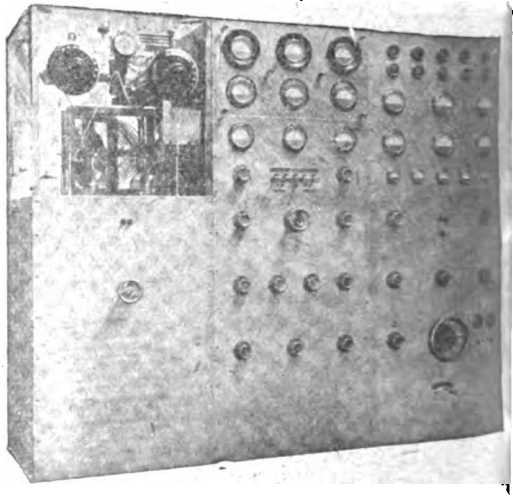
Quartz oscillant

à partir de 100m de fondamentale,
étalonné ou non, garanti oscillant
sans couplage grille

VALVES A GAZ avec ou sans FILAMENT
TUBES AU NÉON, MERCURE, etc...
TUBES LUMINESCENTS

Société L. S. I.

11, Impasse Marcès, PARIS (IX)



POSTE DE BROADCASTING

2 Kilowatts

Étab. G. I. KRAEMER, 16, rue de Chateaudun
ASNIÈRES (Seine)

Téléphone : Wagram 86-72
Asnières 12-48
Asnières 12-49

Digitized by Google

supplémentaire, mais aucune distorsion.

Une nouvelle réponse de MEDLAM discute les approximations faites, mais semble reconnaître que dans la pratique la distorsion est inappréciable.

P. DAVID.

Le problème du changement multiple de fréquence avec le maximum d'économie ; F. AIGNER, *Zts. Hochfr. Techn.* **33**, janvier, février 1929, 9-15 et 47-52.

Dans cet intéressant exposé l'auteur rappelle d'abord le principe et l'intérêt du « changement de fréquence » pour la réception. On peut avoir un gain de sélection, parce que l'amortissement minimum est plus facile à réaliser sur ondes longues ; mais la limite possible de sélection n'est en rien modifiée.

L'auteur examine ensuite la possibilité d'opérer dans un récepteur plusieurs changements de fréquence successifs. A première vue, cela doit entraîner une grande complication, et une augmentation du nombre de lampes nécessaires ; mais une étude plus approfondie montre qu'il n'en est rien.

En effet, d'une part, l'emploi de montages réflex permet d'utiliser les mêmes lampes pour plusieurs amplifications successives sur les diverses fréquences ; — d'autre part, on peut faire battre les harmoniques, soit du signal, soit des oscillateurs auxiliaires locaux ; on peut aussi employer des multiplicateurs de fréquence ; de telle sorte que finalement on peut réaliser 3,4... etc., changements de fréquence successifs avec deux hétérodynes, ou même une seule.

L'avantage principal du système serait de permettre une sélectivité extraordinaire, sans nuire à la fidélité, en utilisant un réseau symétrique de ZOBEL ; l'auteur s'abstient volontairement de donner aucun détail sur le principe et sur la réalisation de l'appareil. Le lecteur souhaitera d'en connaître bientôt le secret.

P. DAVID.

EXPLOITATION - APPLICATIONS

Radiophare unidirectionel pour l'aéronautique ; E. Z. STOWEL, *Bur. Stand. Journ. Res.*, **1**, déc. 1928, 1011-1022.

L'auteur rappelle d'abord le principe des radiophares étudiés récemment en Amérique et destinés au balisage des routes aériennes. Il montre l'intérêt que présenterait un système unidirectionnel, notamment pour augmenter la puissance rayonnée dans une direction choisie, pour réduire le brouillage produit par plusieurs radiophares opérant dans la même région, etc. Une étude a donc été entreprise dans ce sens. Le système bien connu de plusieurs antennes disposées convenablement et excitées par une même source suivant une loi déterminée n'a pas été retenu par suite de l'encombrement. D'autre part, il était intéressant de ne pas utiliser un système radicalement différent du radiophare déjà étudié. On a donc superposé au champ émis par les deux cadres constituant ce dernier dispositif un champ non dirigé émis par une antenne ou un circuit ouvert. Après quelques tâtonnements, l'auteur décrit le système finalement adopté ; le rayonnement a été mesuré et l'article donne les courbes relevées expérimentalement. La solution indiquée, vu les conditions particulières d'utilisation, semble à peu près définitive.

P. ABADIE.

Emploi de la radio comme auxiliaire de la navigation aérienne ; J. H. DELLINGER, *Journ. Am. Inst. El. Eng.* **48**, février 1929, 105-109.

Après avoir souligné l'intérêt que présente le guidage des avions par divers procédés radio-électriques, l'auteur décrit sommairement le dispositif de radiophare établi par le Bureau of Standards, deux émissions dirigées ayant la même force dans la direction à suivre, et inégales de chaque côté ; enregistrement automatique de leurs intensités par des résonateurs mécaniques à lames vibrantes, accordés sur les modulations caractéristiques des deux émissions.

D'un simple coup d'œil jeté sur les deux lames, le pilote juge de leur amplitude relative, et par suite voit s'il est en bonne route, ou s'il est dévié, dans quel sens et de combien. (Voir *Onde El.* analyses et l'article contenu dans le présent numéro).

P. DAVID.

Transmission d'images par ondes dirigées ; *Wir. World.* **24**, 20 février 1929, 192-195.

Un dispositif de phototélégraphie, dans lequel la réception est faite par cellule de Kerr, vient d'être adapté par la Cie Marconi à ses communications par ondes courtes dirigées («Beam system»). — La vitesse utile équivaut à 200 mots par minute. — Les essais à travers l'Atlantique ont été satisfaisants.

P. LEROY.

Digitized by Google

TRANSFORMATEURS

VALVES HAUTE TENSION

"KENOS L. S. T."

RÉPARATION DE LAMPES D'ÉMISSION

CONDENSATEURS ET SELFS

pour Filtres émission

Quartz oscillant

à partir de 100m de fondamentale, étalonné ou non, garanti oscillant sans couplage grille

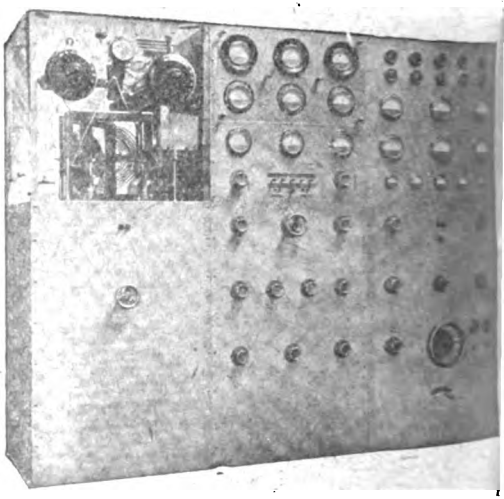
VALVES A GAZ avec ou sans FILAMENT

TUBES AU NÉON, MERCURE, etc...

TUBES LUMINESCENTS

Société L. S. I.

11, Impasse Marcès, PARIS (IX)



POSTE DE BROADCASTING

2 Kilowatts

Étab. G. I. KRAEMER, 16, rue de Chateaudun ASNIÈRES (Seine)

Téléphone : Wagram 86-72
Asnières 12-48
Asnières 12-49

Digitized by Google

supplémentaire, mais aucune distorsion.

Une nouvelle réponse de MEDLAM discute les approximations faites, mais semble reconnaître que dans la pratique la distorsion est inappréciable.

P. DAVID.

Le problème du changement multiple de fréquence avec le maximum d'économie ; F. AIGNER, *Zts. Hochfr. Techn.* **33**, janvier, février 1929, 9-15 et 47-52.

Dans cet intéressant exposé l'auteur rappelle d'abord le principe et l'intérêt du « changement de fréquence » pour la réception. On peut avoir un gain de sélection, parce que l'amortissement minimum est plus facile à réaliser sur ondes longues ; mais la limite possible de sélection n'est en rien modifiée.

L'auteur examine ensuite la possibilité d'opérer dans un récepteur plusieurs changements de fréquence successifs. A première vue, cela doit entraîner une grande complication, et une augmentation du nombre de lampes nécessaires ; mais une étude plus approfondie montre qu'il n'en est rien.

En effet, d'une part, l'emploi de montages réflex permet d'utiliser les mêmes lampes pour plusieurs amplifications successives sur les diverses fréquences ; — d'autre part, on peut faire battre les harmoniques, soit du signal, soit des oscillateurs auxiliaires locaux ; on peut aussi employer des multiplicateurs de fréquence ; de telle sorte que finalement on peut réaliser 3,4... etc., changements de fréquence successifs avec deux hétérodynes, ou même une seule.

L'avantage principal du système serait de permettre une sélectivité extraordinaire, sans nuire à la fidélité, en utilisant un réseau symétrique de ZOBEL ; l'auteur s'abstient volontairement de donner aucun détail sur le principe et sur la réalisation de l'appareil. Le lecteur souhaitera d'en connaître bientôt le secret.

P. DAVID.

EXPLOITATION - APPLICATIONS

Radiophare unidirectionel pour l'aéronautique ; E. Z. STOWEL, *Bur. Stand. Journ. Res.*, **1**, déc. 1928, 1011-1022.

L'auteur rappelle d'abord le principe des radiophares étudiés récemment en Amérique et destinés au balisage des routes aériennes. Il montre l'intérêt que présenterait un système unidirectionnel, notamment pour augmenter la puissance rayonnée dans une direction choisie, pour réduire le brouillage produit par plusieurs radiophares opérant dans la même région, etc. Une étude a donc été entreprise dans ce sens. Le système bien connu de plusieurs antennes disposées convenablement et excitées par une même source suivant une loi déterminée n'a pas été retenu par suite de l'encombrement. D'autre part, il était intéressant de ne pas utiliser un système radicalement différent du radiophare déjà étudié. On a donc superposé au champ émis par les deux cadres constituant ce dernier dispositif un champ non dirigé émis par une antenne ou un circuit ouvert. Après quelques tâtonnements, l'auteur décrit le système finalement adopté ; le rayonnement a été mesuré et l'article donne les courbes relevées expérimentalement. La solution indiquée, vu les conditions particulières d'utilisation, semble à peu près définitive.

P. ABADIE.

Emploi de la radio comme auxiliaire de la navigation aérienne ; J. H. DELLINGER, *Journ. Am. Inst. El. Eng.* **48**, février 1929, 105-109.

Après avoir souligné l'intérêt que présente le guidage des avions par divers procédés radio-électriques, l'auteur décrit sommairement le dispositif de radiophare établi par le Bureau of Standards, deux émissions dirigées ayant la même force dans la direction à suivre, et inégales de chaque côté ; enregistrement automatique de leurs intensités par des résonateurs mécaniques à lames vibrantes, accordés sur les modulations caractéristiques des deux émissions.

D'un simple coup d'œil jeté sur les deux lames, le pilote juge de leur amplitude relative, et par suite voit s'il est en bonne route, ou s'il est dévié, dans quel sens et de combien. (Voir *Onde El.* analyses et l'article contenu dans le présent numéro).

P. DAVID.

Transmission d'images par ondes dirigées ; *Wir. World.* **24**, 20 février 1929, 192-195.

Un dispositif de phototélégraphie, dans lequel la réception est faite par cellule de Kerr, vient d'être adapté par la Cie Marconi à ses communications par ondes courtes dirigées («Beam system»). — La vitesse utile équivaut à 200 mots par minute. — Les essais à travers l'Atlantique ont été satisfaisants.

P. LEROY.

Digitized by Google

Pour comprendre le vrai fonctionnement
des Appareils de T. S. F.

IL FAUT LIRE

J'AI COMPRIS LA T.S.F.!

Cet ouvrage ne ressemble en rien aux autres manuels de T. S. F.

PAR
E. AISBERG
Ingénieur-Radioélectricien
AVEC PRÉFACE DU
Ct RENÉ MESNY
ILLUSTRÉ PAR
H. GUILAC

Cet ouvrage a été publié en Portugais, Tchèque, Bulgare, Esperanto et Roumain

Sous une forme originale et souvent amusante, utilisant des comparaisons inédites, écrit dans un langage clair, cet ouvrage met *à la portée de tout le monde* la théorie de la T. S. F.

Les débutants y trouveront la réponse à toutes les questions que soulève pour eux la radioélectricité.

Les amateurs expérimentés y verront éclairés d'un jour nouveau tous les problèmes de T. S. F. auxquels ils se sont heurtés.

Notions élémentaires d'électricité. — La lampe de T.S.F. Selfs et condensateurs. — Hétérodyne. — Emission en téléGraphie et téléphonie. — Récepteurs à galène. — Détection par lampe. — Réaction. — Amplificateur H.F. et B.F. — Le montage T.P.T. 8. — Le Superhétérodyne. — Le Neutrodyne.

Un volume de 150 pages de grand format (18 × 23 cm.) de présentation très soignée avec dessins en marges.

PRIX : **15 frs** - Franco : **16.50**

Étienne CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, 40 — PARIS (6e)

Digitized by Google

Transmission des courants à haute fréquence sur les réseaux de transport de force ; BODDIE (C. A.) et CURTIS (R. C.), *Journ. Am. Inst. El. Eng.* **48**, janvier 1929, p. 37-41.

On sait que les sociétés de distribution d'énergie emploient fréquemment comme moyen de liaison (téléphonique ou télégraphique) des courants de haute fréquence superposés sur les lignes à haute tension.

La difficulté rencontrée d'ordinaire est que ces lignes sont, suivant les nécessités du service, reliées, à des transformateurs. ou coupées, ou mises à la terre, etc., ce qui modifie leurs caractéristiques électriques, mais ne doit pas perturber le fonctionnement des liaisons en haute fréquence. De même les embranchements dérivent de l'énergie et présentent des impédances très irrégulières.

Il est donc indispensable d'isoler des tronçons de lignes et de délimiter parfaitement le parcours de la haute fréquence. A cet effet on dispose aux endroits voulus des « bouchons accordés » ou circuits antirésonants embrochés dans la ligne. L'auteur décrit même une combinaison double donnant une courbe d'impédance à deux pointes, plus avantageuses pour le bloquage des ondes modulées téléphoniquement.

P. DAVID.

Considérations techniques intervenant dans la répartition des ondes courtes, (200 à 10 mètres ; fréquences 1,5 à 30 mégacycles), L. ESPENSCHIED, *Proc. Inst. Rad. Eng.* **16**, juin 1928, 773-777.

L'auteur résume, en un tableau, la répartition des longueurs d'ondes courtes, prévue par la conférence internationale de *Washington* (1928).

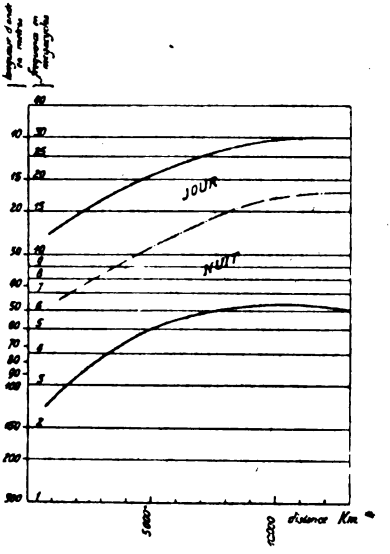
Dans toute la mesure possible, on a tenu compte de la propagation des diverses ondes ; les résultats de l'enquête à ce sujet sont résumés par le graphique (fig. 1), donnant pour chaque distance la longueur d'onde la meilleure, de jour ou de nuit. On voit que la gamme considérée peut être divisée en trois classes :

A) 1.500 à 6.000 Kc (200 à 50 m.) : portées de 1.000 à 1.500 km ; parfois plus, la nuit.

B) 6.000 à 15.000 Kc (50 m. à 20 m.) ; service régional de jour ; pendant la nuit, la portée peut s'étendre à tout l'hémisphère obscur.

C) 15.000 à 30.000 Kc (20 à 10 m.) : service mondial, surtout le jour.

La gamme totale représente un maximum de 30.000 communications indépendantes simultanées, en télégraphie ;



actuellement, en raison de l'instabilité des fréquences et de l'insuffisance des sélections, moins d'un millier est effectivement utilisé.

P. DAVID.

Filtres contre les bruits parasites des tramways ; *Q. S. T.* (amér.), **13**, janvier 1929, 45.

A San-Diego, la marche des tramways troublait les réceptions radiophoniques tout le long de la ligne (2,5 km.). Après plusieurs essais, on a trouvé moyen de supprimer pratiquement ces perturbations en plaçant un filtre sur la voiture motrice. Ce filtre comporte 2 microfarads en shunt sur les moteurs et une bobine d'arrêt de 100 microhenrys en série avec le trolley.

P. LEROY.

Construction d'un récepteur d'images, F. H. HAYNES, *Wir. World.* **24**, 2 et 9 janvier 1929, 2-6 et 26-31.

Description détaillée d'un récepteur pour photo-télégraphie, analogue au *Fultographe*. Croquis, photographie des différents organes, instructions de montage.

MATÉRIEL

Sur le fonctionnement du cathodo-

Digitized by Google

Vous qui possédez un bon poste et captez la plupart des émissions

LISEZ...

radio magazine

TÉLÉPHONE
ARCHIVES 66.64
C/CH. POSTAUX
PARIS 623.36
R. C. SEINE 211.438

DIRECTION
RÉDACTION
PUBLICITÉ
61-63, rue
beaubourg
paris (3e)

Complément indispensable de La T. S. F. Pour Tous

qui publie Chaque Semaine, le Vendredi

TOUS LES RADIOPROGRAMMES

illustrés par des dessins et photographies d'actualité

Chroniques radiophoniques et musicales,
Articles littéraires, artistiques et de vulgarisation,
Théâtre radiophonique, Radiophonie rurale,
Informations, Ondes courtes, Conseils pratiques,
Les Stations que vous entendez, à travers les Disques,
Éléments de Radioélectricité, Chez les Constructeurs,
Plans de Montage de Postes récepteurs et émetteurs,
Bibliographie, Jeux du Sans-Filiste, Courrier, etc...
Tableaux des Stations par ordre alphabétique, longueurs d'onde, heures.

40 à 64 PAGES pour 1 FRANC

ABONNEMENTS :

	Un an	Six mois
France, Colonies, Luxembourg.	45 fr.	25 fr.
Belgique	60 fr.	35 fr.
Étranger	80 fr.	40 fr.

PRIMES AUX ABONNÉS

CARTE RADIOPHONIQUE

murale (560 mm. X 760 mm.) en 5 couleurs avec tableau des 250 stations de radiodiffusion européenne.

Spécimen gratuit, en se recommandant de M. E. CHIRON, éditeur, sur demande à RADIO-MAGAZINE, 61, rue Beaubourg, Paris, IIIe.

Digitized by Google

phone ; E. MEYER, *El. Nachr. Techn.* **6**, janvier 1929, 17-21.

Le « cathodophone » est un microphone à décharge dans un gaz ionisé. Son fonctionnement est mal connu. Les recherches de l'auteur lui ont montré que l'appareil est sensible à la vitesse des vibrations de l'air, pourvu qu'elles soient dans le sens du courant ionique ; la F. E. M. recueillie est proportionnelle à l'élongation des molécules.

L'auteur suggère une explication possible.

P. DAVID.

Mise sous écran des bobines cylindriques, M. V. ARDENNE, *Funk*, **2**, janvier 1929, 17-20.

Après avoir rappelé sommairement la théorie de l'écran, l'auteur envisage la construction des cages de FARADAY autour des bobinages d'un poste récepteur. Il donne un abaque permettant de déterminer l'épaisseur minima de la paroi. Il calcule la perte d'énergie en assimilant la cage à une spire en court-circuit, et montre ses variations.

Pratiquement, pour les longueurs d'onde de radio-diffusion, on prendra une cage en cuivre de 0,4 millimètre à 0,6 millimètre d'épaisseur, et on lui donnera un diamètre double de celui du bobinage.

P. LEROY.

Piles sèches pour haute tension, R. W. W. SANDERSON, *Wir. World.* **24**, 19 décembre 1928 et 9 janvier 1929, 817-820 et 47-51.

Performances de diverses batteries pour tension-plaque.

Choix des dimensions ; il y a un grand avantage économique à prendre des batteries de capacité relativement élevée.

Le détecteur à diode (Kirkifier), H. L. KIRKE, *Wir. World.* **24**, 9 janvier 1929, 32-35.

Il s'agit d'un nouveau montage détecteur, dans lequel une lampe triode fonctionne comme valve, la tension à détecter étant appliquée entre filament et plaque, et la grille, portée à un potentiel positif, sert seulement à faciliter la sortie des électrons en neutralisant la charge d'espace.

Ce détecteur aurait l'avantage d'être linéaire jusqu'à des courants de 2 mA ; en revanche, il produirait des harmoniques et serait peu sensible et peu résistant.

Les redresseurs au tantale, J. INNOCENTI, *T. S. F. Moderne*, août, sept., nov., déc. 1928 et janvier 1929, 513-517, 552-559, 708-714, 787-791, 37-41.

Les redresseurs au tantale sont des soupapes électrolytiques composées d'un électrolyte : solution d'acide sulfurique additionnée de sulfate de fer, d'une électrode active : lame de tantale, et d'une électrode neutre : lame de plomb pur.

Le courant ne peut traverser ce genre de soupape que dans le sens plomb-tantale. Dans ce sens, la résistance olunique interne est faible ; les chutes de tension et l'échauffement par effet Joule y sont réduits, beaucoup plus que dans la soupape au plomb-aluminium.

Les essais faits en courant continu montrent que la tension critique à appliquer à la soupape est de 60 volts, pour un électrolyte composé d'acide sulfurique à 28°B. additionné de 20 grammes de sulfate de fer par litre de solution. Cette tension critique diminue si la concentration de l'acide augmente, et inversement ; elle n'est pas modifiée par la teneur en sulfate de fer.

Quand on lui applique une tension continue, la soupape ne prend pas instantanément un régime stable. Le courant met un temps d'autant plus long à atteindre sa valeur maximum que la tension appliquée est plus faible.

Pour des tensions supérieures à 4 volts, le débit et le rendement croissent rapidement avec la surface de tantale immergée, la résistance interne diminuant et tendant asymptotiquement vers une valeur donnée. La distance entre électrodes est à peu près sans influence sur la résistance interne.

En courant alternatif le dosage optimum des composants de l'électrolyte est sensiblement le même qu'en continu, c'est celui qui a été cité ci-dessus ; mais la tension critique de redressement n'est plus que de 38 à 40 volts. L'élévation de température n'affecte pas beaucoup le fonctionnement de la soupape. Pratiquement une lame large de 2 m/m et dont la longueur immergée est de 40 à 50 m/m suffit à assurer le redressement d'un courant de un ampère.

La jonciont du tantale avec le fil d'arrivée du courant doit être faite sous tube de verre scellé ou par serre-fil immergé dans une huile neutre. Il est en effet indispensable d'éviter toute oxydation des métaux par l'acide, qui augmenterait la résistance interne au déariment du rendement. La surface de l'électrolyte doit être elle-même recouverte d'une couche d'huile

Digitized by Google

DIÉLECTRIQUES ET ISOLANTS

PAR

J.-B. WHITEHEAD

Doyen de l'École des Ingénieurs
Professeur d'Électricité appliquée à l'Université John Hopkins
Professeur américain d'échange
auprès des universités françaises 1926-27
Fellow. American Institute of Electrical Engineers

Cet ouvrage absolument unique en son genre et dont il n'existe encore d'équivalent en aucune langue, résume toutes les connaissances actuelles sur la théorie des diélectriques et isolants. Il contient une grande quantité de données théoriques et expérimentales qui n'avaient encore jamais été analysées ni coordonnées d'une façon satisfaisante ; il se termine par une bibliographie extrêmement importante de tous les articles et volumes sur la question des isolants

Un volume de 180 pages contenant 61 fig., tableaux et graphiques

Prix : **30** francs — Franco : **32,50**

Etienne CHIRON, Editeur, 40, Rue de Seine, PARIS

Digitized by Google

de paraffine évitant les projections de gouttelettes.

L'auteur termine son article par des notes sur le calcul et la construction pratiques des petits transformateurs susceptibles d'être associés aux redresseurs au tantale.

P. MAGINOT.

Un nouveau redresseur sec; O. IRION, *Siemens Zts.* **8**, mai 1928, 293-297.

Il s'agit du redresseur *cuivre-oxyde cuivreux*. L'auteur donne le principe du redressement, quelques courbes caractéristiques et les oscillogrammes de vérification (la résistance dans un sens est de plusieurs milliers de fois la résistance dans l'autre sens). Il décrit, avec schémas et photographies, les modèles industriellement construits sous la marque *Protos*.

P. DAVID.

DIVERS

Détermination expérimentale du champ électrostatique au voisinage d'une plaque et d'une baguette, MITKEWICH (W. W.), *Journ. Am. Inst. El. Eng.*, **47**, septembre 1928, 674-675.

Le champ électrostatique est nul à l'intérieur d'une cavité ou dans un angle.

Il est aisé de le vérifier expérimentalement.

La chose est moins évidente si l'on considère l'angle formé par une plaque et une baguette qui la traverse perpendiculairement. Cependant l'expérience vérifie également que le champ y devient inappréciable.

P. DAVID.

Le " Radiophone " ; G. EICHHORN, *Zts. Hfr. Techn.*, **33**, janvier 1929, 30-33.

Le « Radiophone » est un appareil qui remplace l'écouteur ou le haut-parleur, et qui permet de faire entendre les sourds — ou, tout au moins, ceux d'entre eux dont l'oreille moyenne est défectueuse, mais qui ont conservé l'oreille interne, les organes de CORTI et le nerf auditif.

Le principe de l'appareil est de relier une électrode au corps, l'autre à une plaque métallique, appliquée, par l'intermédiaire d'une couche isolante ou semi-conductrice, sur la tête de l'auditeur. On constitue ainsi un condensateur dont l'attraction électrostatique suit les variations de la tension entre les électrodes ; la vibration résultante est transmise par les os du crâne jusqu'à l'organe auditif.

La sensibilité est suffisante, pourvu qu'on superpose à la tension alternative de modulation, une tension continue de 100 à 200 volts.

L'appareil peut rendre service aux sourds, tant pour l'écoute des radio-concerts que pour suivre une conversation. D'autre part il peut être utile aux physiologistes et médecins pour l'étude de la surdité.

P. DAVID.

Reproduction électrique des concerts ; H. BACKHAUS, *Siemens Zts*, **8**, mai 1928, 298-304.

Une exposition internationale de musique a eu lieu à Genf en mai 1927. A cette occasion, les salles de concert et le théâtre étant trop petits pour contenir la foule des auditeurs, on a transmis d'une salle à l'autre diverses exécutions musicales.

L'appareillage de la *Siemens* comportait un microphone *Riegger* à condensateur ; une amplification suffisante pour obtenir sans distorsion, une puissance instantanée de pointe allant jusqu'à 0,5 kw ; enfin, trois haut-parleurs géants *Riegger* (53 × 53 cm.).

L'auteur souligne les difficultés rencontrées et discute les solutions prises : réglage du niveau sonore ; difficulté d'obtenir un rendement uniforme des fréquences entre 20 et 8.000 p:s, et des amplitudes dans un rapport de 1 à 10^6 ; emplacement du microphone, pour tenir compte de la position des instruments, et des haut-parleurs, en raison de la résonance successive dans les deux salles... etc.

Il conclut en affirmant que « la reproduction était assez bonne pour donner, dans une salle non éclairée, l'illusion de la présence effective d'un orchestre. »

P. DAVID.

Digitized by Google

J. GROSZKOWSKI

Traduit du polonais par

M. TEYSSIER, Ingénieur-Électricien

LES LAMPES
A PLUSIEURS ÉLECTRODES
ET LEURS APPLICATIONS

Préface de René MESNY

ÉMISSION D'ÉLECTRONS PAR LES CORPS INCANDESCENTS

LA LAMPE CATHODE A DEUX ÉLECTRODES
(Exemples numériques de calculs de lampe à deux électrodes)

LA LAMPE CATHODE A TROIS ÉLECTRODES
(Exemples de calcul de lampes à trois électrodes)

FONCTION DÉTECTRICE DE LA LAMPE CATHODE A TROIS ÉLECTRODES
(Exemples de calcul d'établissement de détecteur à lampes)

FONCTION AMPLIFICATRICE DE LA LAMPE CATHODE A TROIS ÉLECTRODES
(Exemples de calculs et de projets d'amplificateur)

FONCTION GÉNÉRATRICE DE LA LAMPE CATHODE A TROIS ÉLECTRODES
(Exemples de calculs et de projets d'émetteur à lampes)

Prix : **40** francs

Étienne CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, PARIS (VI[e])

Digitized by Google

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

GÉNÉRALITÉS

Théorie des aurores et des orages magnétiques; H. B. MARS et E. O. HULBURT, *Physical Review*, **33**, mars 1929, 412.

Les auteurs examinent d'abord le cas où l'activité solaire est faible.

Ils admettent que sous l'influence du rayonnement solaire la température de l'atmosphère s'élève pour atteindre 1000° K à 400 kilomètres. A cette hauteur les libres parcours des molécules sont élevés et sous l'influence du rayonnement ultra-violet, il se produit des atomes au régime de 10^6 atomes par centimètre carré et par seconde. Ces atomes s'écartent de la terre avec une vitesse de 10 kilomètres par seconde et atteignent ainsi en 3 heures des altitudes de 30.000 à 50.000 kilomètres. Ils sont ionisés par les radiations ultra-violettes très courtes.

Les ions ainsi formés s'enroulent autour des lignes de force du champ magnétique terrestre et entraînés vers les pôles. Ils arrivent dans une zone de 25° autour du pôle magnétique donnant naissance aux aurores. En admettant que ces ions mettent 9 heures pour aller du pôle à l'équateur, on voit pourquoi les aurores se produisent au début de la nuit.

Pour expliquer les orages les auteurs admettent que pendant un temps très court (une demi-heure) une partie de la surface solaire peut être portée à température très élevée.

Par exemple un dix millième de la surface solaire normalement à 6.000°K peut être portée à 30.000°K. La constante solaire augmente de 1 % et l'énergie de la radiation dans la région 500 à 1.000 Argström devient 10^5 fois plus grande.

Il en résulte une augmentation du nombre des ions formés. Ces ions produisent dans des plans parallèles à l'équateur des courants qui augmentent de 10^{-2} Gauss le champ magnétique terrestre. La concentration de ces ions dans les régions polaires produit des aurores et des concentrations diamagnétiques grâce auxquelles on peut expliquer les phénomènes constatés dans la deuxième partie des orages magnétiques.

R. JOUAUST.

MESURES

Un ondemètre à lecture directe; R. C. HITCHCOCK, *Proc. Inst. Rad. Eng.* **17**, janvier 1929, 115-117.

Les ondemètres sont basés sur deux méthodes. La première est celle du circuit d'absorption. La précision atteinte en Amérique est, paraît-il, de 3/10000. La seconde méthode consiste à faire battre l'onde à mesurer avec un oscillateur à quartz et à évaluer la hauteur de la note de battements. Cette opération peut se faire à distance. L'appareil décrit est basé sur ce principe, la fréquence de battements étant indiquée par un fréquencemètre à lecture directe. Ce fréquencemètre a une gamme de mesure de 2.000 à 4.500 p : s ; il est « du type à circuit accordé » (?). Pour régulariser le fonctionnement on a prévu un transformateur abaisseur et des régulateurs de tension. Cette tension est indiquée par un petit voltmètre thermoïonique ; on peut parfaire le réglage à la main. Pour lever le doute sur le signe de la différence de fréquences, deux quartz sont montés dans l'appareil, et diffèrent de 1.000 p : s. La graduation ne correspond qu'à l'un d'eux.

L'ensemble a été installé, avec mise en marche automatique, pour le contrôle de la fréquence de KDKA. Un système d'alarme est prévu. L'exactitude serait au moins de 200 p : s soit 2/10000.

B. DECAUX.

Une méthode pratique pour comparer un étalon secondaire de fréquence avec un étalon de temps; L. M. HULL J. K. KLAPP, *Proc. Inst. Rad. Eng.* **17**, février 1929, 252-271.

L'oscillateur intermédiaire est un oscillateur à quartz. La démultiplication de fréquence se fait par oscillations de relaxation (multivibrateur). Le quartz a une fréquence de 50 kC ; le premier multi-

Digitized by Google

SILICE PURE FONDUE SiliS SILICE PURE FONDUE

"SiliS"

est, de tous les isolants, celui qui s'échauffe le moins dans un champ de haute fréquence

Silis transparente	1
Silis opaque	2,5
Porcelaine	25
Verre	11 à 25
Ebonite	18 à 25
Bakélite	100

Pertes comparées d'énergie dans quelques diélectriques usuels.

QUARTZ ET SILICE

Siège Social : 8, rue d'Anjou, PARIS, VIIIe

TÉL. Anjou 10-99 / Inter 214

Usine à Saint-Pierre-les-Nemours

R. C. Seine 206-183

Adresse Télégr. : Siliquartz-Paris 123

VIENT DE PARAITRE

P. LUGNY

LES ONDEMÈTRES

CONSTRUCTION
ÉTALONNAGE
::: EMPLOI :::

Le livre le plus complet de tous ceux qui traitent de la question, contient une étude détaillée de toutes les méthodes de mesure.

PRIX : 6 fr. ; franco : 7 fr.

Étienne CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, Paris

Pour paraître en Juin

LES SOLUTIONS MODERNES DU PROBLÈME DE L'ALIMENTATION DES POSTES DE T. S. F.

PAR

P. HÉMARDINQUER

PRIX : 15 Francs

E. CHIRON, Editeur
40, Rue de Seine - PARIS

Digitized by Google

vibrateur est synchronisé sur 10kC ; le second, sur 1 kC, entraîne une roue phonique munie d'un mouvement d'horlogerie faisant compte-tours.

La démultiplication est effectuée par l'intermédiaire d'un tube à grille-écran lorsque le rapport est grand. Une étude détaillée de la synchronisation est exposée avec des oscillogrammes montrant l'influence des diverses variables. Des courbes de Lissajous indiquent l'exactitude du rapport des fréquences.

Le quartz est placé dans une cuve thermostatique.

Pour ajuster un oscillateur secondaire à quartz (avec réglage de l'intervalle d'air), on le fait battre avec un harmonique du multivibrateur.

L'étalon de temps est le jour solaire moyen défini par les signaux horaires. Des courbes indiquent la constance obtenue.

B. DECAUX.

Un système de mesures de fréquences à partir d'une seule fréquence ; E. L. HALL, *Proc. Inst. Rad. Eng.* **17**, février 1929, 272-282.

Pour avoir une exactitude suffisante entre 500 et 1.500 kC, on est amené à utiliser une fréquence fondamentale de 10 kC. Mais un tel oscillateur ne peut pas être assez stable. L'étalon est donc un oscillateur à quartz à température constante. On règle l'oscillateur à 10 kC sur un sous-harmonique du quartz au moyen d'un indicateur de battements acoustique et visuel. Un autre oscillateur est accordé sur un harmonique du premier dans les environs de la fréquence à mesurer. La hauteur des battements obtenus entre l'oscillateur à étalonner et le précédent est évaluée au moyen d'un générateur à fréquence musicale comparé à un diapason.

L'auteur indique une méthode de combinaison de battements, assez discutable, augmentant le nombre de points exactement repérés.

L'ensemble de la méthode doit être rapide, mais ne semble pas d'une précision remarquable.

B. DECAUX.

Une méthode pour étalonner un oscillateur à basse-fréquence avec un étalon à fréquence unique ; T. S. RANGACHARI, *Exp. Wir.* **5**, novembre 1928, 633-634.

On fait débiter successivement l'oscillateur étalon et l'oscillateur à étalonner dans un circuit comportant en série une résistance réglable et une inductance fixe. Un voltmètre thermoïonique indique la tension aux bornes de l'une et de l'autre. On règle la résistance pour avoir l'égalité des tensions. Si R_1 et R_2 sont les valeurs pour f_1 et f_2 et si R_L est la résistance de l'inductance on a : $f_2 = f_1 \sqrt{\frac{R_2^2 - R_L^2}{R_1^2 - R_L^2}}$.

La précision de cette méthode serait, d'après l'auteur, considérable. Son intérêt pratique serait, selon nous, à vérifier.

B. DECAUX.

Application des condensateurs à la mesure des gros courants de haute fréquence ; PHILIP R. COURSEY, *Exp. Wir.* **5**, octobre 1928, 565-571.

En plus des diverses méthodes couramment utilisées on peut employer les condensateurs-shunt permettant la mesure des forts courants avec un appareil sensible. Aux bornes d'un gros condensateur traversé par le courant à mesurer on branche un petit condensateur et l'ampèremètre en série.

L'erreur due au terme watté n'est importante qu'aux très hautes fréquences, pour lesquelles les autres systèmes sont d'ailleurs aussi peu précis. Une autre cause d'erreurs peut provenir de résonances dans le circuit fermé constitué par les capacités et l'ampèremètre. On peut les éviter par un circuit absorbant.

Il est possible d'avoir plusieurs échelles au moyen de condensateurs-shunt que l'on met en parallèle.

B. DECAUX.

Notes complémentaires sur la permanence d'étalonnage et l'exactitude absolue du condensateur variable à montage série ; W. H. F. GRIFFITHS, *Exp. Wir.* **6**, janvier et février 1929, 23-30 et 77-80.

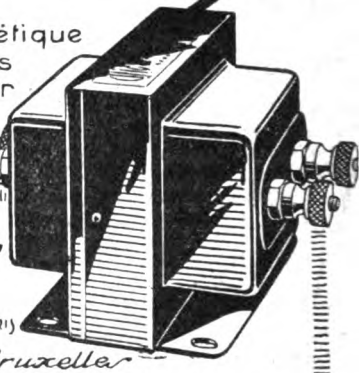
Dans le condensateur particulier déjà décrit (*Onde Elec.* juillet 1928, p. 34 A et 35 A) on n'a pas tenu compte du gauchissement possible des plaques mobiles. Cela introduit une erreur que l'auteur a cherché à supprimer par un artifice nouveau.

La surface est découpée en petits secteurs séparés par des fentes en spirales logarithmiques. Une fente circulaire découpe chaque secteur en deux. Les petits « îlots » se correspondant sur chaque face sont réunis. Des précautions spéciales ont été prises pour avoir le meilleur résultat. La métallisation est obtenue par cuivrage.

Digitized by Google

LES TRANSFORMATEURS CROIX

en carter non magnétique
se vendent dans
le Monde entier
500.000
en service



CONSTRUCTIONS ELECTRIQUES "CROIX"
3, rue de Liége - PARIS
(Téleg.: Radisolor PARIS)

AGENCES à : Amsterdam, Bruxelles, Budapest, Copenhague, Lisbonne, Londres, Prague, Oslo, Stockholm, Varsovie, Vienne, Zurich

Publicité G. Cordonnier.

Téléphone : SÉGUR 73-44
R. C. Seine 22.262

Modèle G. C.

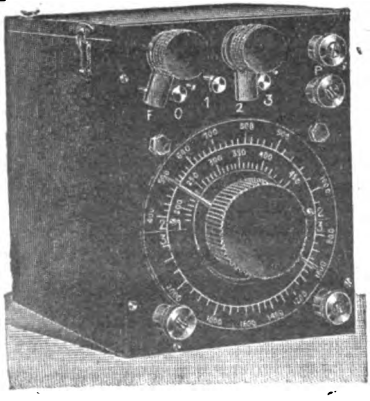
LA PRÉCISION ÉLECTRIQUE

(Anciens Établissements HORY)

10, rue Crocé-Spinelli, PARIS-14e

Fournisseurs des Administrations de l'État et des Gouvernements étrangers

GRAND PRIX AU CONCOURS DE T. S. F. DE 1922



De 10 à 550 mètres.

Ondemètres munis de la méthode de zéro
Système H. ARMAGNAT (Breveté S. G. D. G.)

Ondemètres à self-inductances interchangeables
(Type G. de 100 à 5.000 mètres et type G. C. de 10 à 550 mètres.)

Ondemètres Controlo
(De 100 à 1.200 mètres et de 200 à 2.000 mètres.)

RÉCEPTEURS RADIOTÉLÉPHONIQUES

Condensateurs variables à air pour réceptions

Condensateurs variables à air pour haute tension

Condensateurs fixes sous ivoirine et sous tube

Résistances sous tube

Transformateurs, Détecteurs, Pièces détachées

Digitized by Google

La capacité entre les petits « îlots » introduit une erreur très minime à cause de la faible différence de potentiel. L'épaisseur de la lame d'air entre les lames fixes et mobiles a une certaine importance. Des courbes indiquent l'influence du nombre des secteurs sur les erreurs apportées par le gauchissement. Une petite erreur supplémentaire due à la présence des plaques-écrans est également réduite par cette méthode.

La deuxième partie de cette étude est consacrée à l'examen de la précision possible d'un ondemètre équipé avec ce condensateur. Le coefficient de température peut être très réduit par le principe même de la construction (on arrive à 1/100000 pour 20 degrés Fahrenheit).

Il est intéressant de considérer les méthodes d'interpolation correctes. L'interpolation linéaire est envisagée avec l'approximation obtenue et les corrections possibles.

B. DECAUX.

Une nouvelle méthode pour mesurer le rendement d'un tube à vide ; A. CROSSLEY et R. M. PAGE, *Proc. Inst. Rad. Eng.* **16**, octobre 1928, 1375-1383.

Les auteurs n'ont pas été satisfaits des méthodes habituelles de mesures du rendement d'un oscillateur. La méthode de variation de résistance est affectée de l'erreur sur la valeur de la résistance pour les très hautes fréquences. La méthode pyrométrique optique ne tient pas compte des différences de répartition de la température sur la plaque surtout sur ondes courtes.

Les auteurs se servent d'un pyromètre de surface de la Cambridge, destiné à mesurer la température de la surface d'un cylindre. C'est une sorte de bracelet appliquant un couple sur la surface de l'ampoule. Un millivoltmètre shunté par une capacité est branché sur le couple.

La méthode a été appliquée en particulier à la détermination de la résistance d'une antenne.

(Comparer la méthode thermométrique de Groskowsky, *Onde Elec.* février 1925).

B. DECAUX.

Un oscillographe portatif pour l'observation des phénomènes transitoires ; PHILIP R. COURSEY, *Exp. Wir.* **5**, novembre 1928, 616-619.

Un oscillographe à 3 équipages de la Cambridge Instr. C° est monté avec un tambour à film. Divers détails sont donnés sur les particularités d'équipement, rhéostat de réglage, moteur d'entraînement, redresseur d'alimentation, etc. L'ensemble est monté sur un bâti à roulettes très compact.

B. DECAUX.

RAYONNEMENT

Quelques phénomènes de polarisation des ondes courtes ; Eugène M. PAULIN, *Physical Review*, **33**, mars 1929, 432.

Étude de la polarisation d'ondes de 5 à 7 mètres rayonnées par une antenne et un cadre couplé. Les courants horizontaux contribueraient à la production du vecteur horizontal, les courants verticaux à la production du vecteur vertical. Les mesures ätaient faites à une distance de 100 mètres de l'émetteur.

R. JOUAUST.

PROPAGATION

Une étude des signaux multiples rapprochés ; J. B. HOAG et VICTOR ANDREW, *Proc. Inst. Rad. Eng.* **16**, octobre 1928, 1368-1374.

Les auteurs ont enregistré photographiquement les signaux de stations commerciales entre 10 et 13 Mc : s. Des évanouissements rapides très intenses ont brouillé les bandes. Les divers échos ont été classés en plusieurs catégories.

Les différentes théories classiques sur l'origine de ces échos sont rappelées.

B. DECAUX.

MATÉRIEL

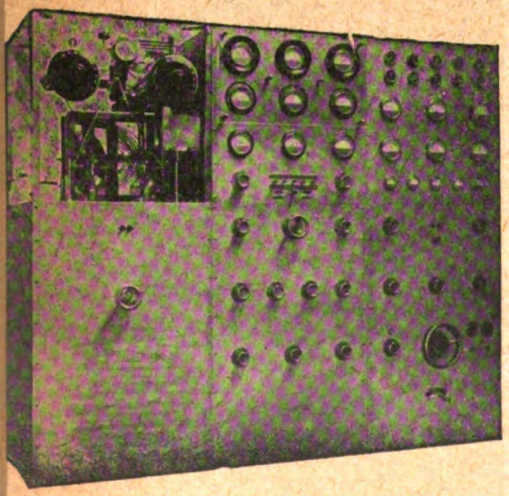
Calcul des tubes à vide et dessin des triodes ; YUZIRO KUSUNOSE, *Research of the Electrotechnical Laboratory*, **237**, septembre 1928 (Tokyo).

L'auteur commence par rassembler les diverses formules relatives au fonctionnement des triodes (formules donnant le courant en fonction des tensions grille et plaque, formules donnant le coefficient d'amplification en fonction des dimensions géométriques des divers organes de la lampe).

Il montre comment il est possible de tenir compte dans ces formules de la chute

Digitized by Google

LES RADIODIFFUSORS
LES POSTES
Pathé TSF
LES MEILLEURS MOINS CHERS
CATALOGUE FRANCO
30, Bd des Italiens PARIS
G.M: 260 frs



POSTE DE BROADCASTING
2 Kilowatts
Étab. G. I. KRAEMER, 16, rue de Chateaudun ASNIÈRES (Seine)
Téléphone : Wagram 86-72
Asnières 12-48
Asnières 12-49

LAMPES DE T.S.F.
FOTOS
C.9 D.9 C.25
AMPLIFICATION HAUTE MOYENNE-BASSE FRÉQUENCE DÉTECTRICE
AMPLIFICATION BASSE FREQUENCE
AMPLIFICATION BASSE MOYENNE FRÉQUENCE
NOUVELLE SÉRIE
DE LAMPES DE RÉCEPTION A TRÈS FORTE ÉMISSION ÉLECTRONIQUE
FABRICATION
GRAMMONT

Capacimètre de Précision type PER. 1.

Cet appareil mis à la disposition du public à l'époque du dernier Salon de la T. S. F. a aussitôt retenu l'attention des Constructeurs d'appareils de T. S. F. ainsi que des Ingénieurs des Laboratoires d'Études ; c'est qu'en effet, il convient aussi bien pour un Laboratoire Scientifique où l'on doit faire des mesures de haute précision que pour un Atelier de fabrication de condensateurs où un manœuvre spécialisé mesure en série un très grand nombre de capacités.

Le Capacimètre PER utilise la méthode extrêmement sensible des battements ; il se compose essentiellement de 2 circuits hétérodyne comportant chacun un condensateur étalon et d'agencements qui permettent de comparer le condensateur à mesurer à l'un des condensateurs étalons dans les meilleures conditions de sensibilité et de précision. De 0. à 0,3 /1000 microfarad, la sensibilité de la lecture est de l'ordre de 0,000.001 microfarad (1 millionième de microfarad ou 1 micro-microfarad). Entre 0 et 4 /1000 microfa-

Digitized by Google

de tension dans le filament. Il établit une relation empirique permettant de tenir compte du fait que dans les triodes à électrodes planes, les formules théoriques ont été établies en supposant que le filament lui-même était un plan incandescent.

Il applique ces formules à la prédétermination d'un grand nombre de triodes et compare les résultats obtenus avec ceux relevés expérimentalement.

De nombreuses tables et de nombreuses courbes permettent le calcul facile de tous les genres de triodes.

R. JOUAUST.

Un nouveau tube redresseur ; O. W. PIKE et H. T. MOSER, *QST.* **13**, février 1929, 20-22.

Le nouveau tube (UX 866, GEC°) possède une cathode de Wehnelt et il contient de la vapeur de mercure. Cette vapeur est à faible pression pour permettre une grande tension disruptive inverse, avec une faible chute de tension dans le sens du passage du courant. Cette chute de tension est pratiquement constante et égale à 15 v. Le filament, ruban recouvert d'oxydes, n'est pas détérioré par la tension inverse ; il consomme 5 A sous 2,5 v. Le fonctionnement est indépendant de la température jusqu'à 50°. Les pointes de tension inverse et de courant maxima sont 5.000 v. et 0,6 A.

B. DECAUX.

L'UV 861, tube émetteur de grande puissance à grille-écran ; HAROLD P. WESTMAN, et

L'UV 861 en action ; CLARK C. RODIMON, *QST.* **13**, février 1929, 41-43 et 44-48.

Jusqu'ici n'existait sur le marché américain que le tube UX 860 fournissant 75 w ; le nouveau modèle fournit 500 w. L'écran permet d'éviter la neutralisation dans les étages amplificateurs des émetteurs à ondes courtes ; la capacité grille-plaque est d'environ 0,5 $\mu\mu$F.

La construction est analogue à celle des triodes spéciaux pour ondes courtes de la GEC° : 4 cols en croix, connexions très écartées, etc. Le filament, thorié, consomme 10 A sous 11 v. Le courant de saturation est d'environ 10 A. La plaque peut dissiper 400 w. La tension normale de l'écran est de l'ordre du 1/4 de la tension de plaque qui est habituellement de 3.000 v.

Le second article décrit une installation qui utilise ce tube comme dernier étage d'amplification. Divers détails d'emploi sont donnés.

B. DECAUX.

Essais de tubes à vide à la production, A. F. VAN DYCK et F. H. ENGEL, *Proc. Inst. of Rad. Eng.*, **16**, novembre 1928, 1532-1552.

Cet article décrit les méthodes employées par la Radio Corp. pour le contrôle de fabrication des lampes de la réception. Quatre opérations se succèdent : échantillonnage, examen préalable, mesure des caractéristiques électriques, essai de durée. La méthode d'échantillonnage ne présente pas d'intérêt particulier. L'examen préalable comporte la vérification des dimensions et des essais mécaniques : chute et choc. Les mesures électriques prévues sont tout à fait complètes : caractéristiques habituelles, essai dynamique, mesure des capacités internes, etc. La plupart des mesures sont effectuées sur un « pont universel » qui réunit en seul meuble tous les appareils de mesures et combinateurs nécessaires pour une douzaine d'opérations différentes. L'essai dynamique (courant alternatif) est de plus en plus répandu et se fait sur un amplificateur de mesure spécial ; cet essai donne de précieuses indications sur le fonctionnement du tube dans un récepteur, et sert de criterium de la fin de sa « vie ».

L'essai de durée a été rendu aussi pratique que possible grâce à une installation très perfectionnée, en partie automatique. Un compteur enregistre le nombre d'heures totalisé par chaque banc. Un système d'alarme avertit des incidents. Des mesures peuvent être effectuées à tout moment sur chaque lampe. Enfin un puissant système de ventilation est prévu.

B. DECAUX.

La Société dite "Wired Radio-Incorporated", résidant à New-York (Etats-Unis d'Amérique du Nord), titulaire des brevets français suivants :

1° - N° **623.520** (Système de transmission de courants polyphasés à haute fréquence (Wired Radio Incorporated).

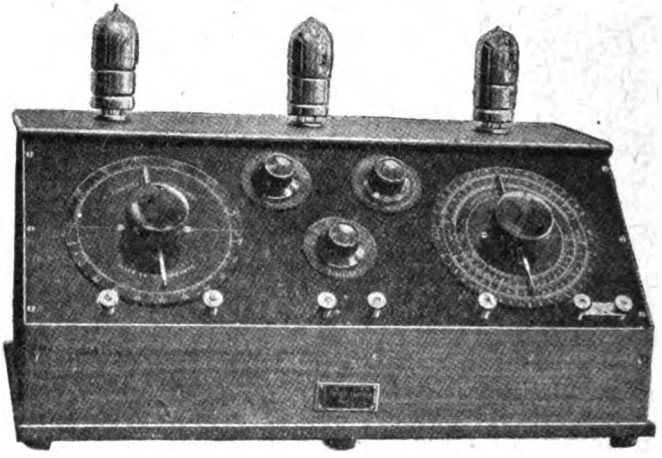
2° - N° **623.523** (Perfectionnements aux systèmes de radio communication duplex (Wired Radio Incorporated).

offre de vendre ces brevets, ou d'en concéder licence.

Adresser toutes propositions ou demandes de renseignements à John B. Brady, Dr. Counsellor at Law - Ouray Building - WASHINGTON D. C. (Etats-Unis d'Amérique du Nord).

Digitized by Google

rad, la sensibilité de la lecture est de l'ordre de 0.000.01 microfarad (1 centmillième de microfarad ou 10 micromicrofarads). Enfin de 4 /1000 à 10 /1000 microfarad, la sensibilité de la lecture est de l'ordre de 0,000.05 microfarad (5 centmillièmes de microfarad ou 50 micromicrofarads).



Dimensions d'encombrement (lampes non comprises) 510 m/m × 23 m/m × 300 m/m

construit par " LA PRÉCISION ÉLECTRIQUE "

Les Conférences Radio-Photoscopiques

Le poste radiophonique de la Tour Eiffel a inauguré mercredi 22 mai une tentative qui peut être appelée à un retentissement considérable : la conférence par T. S. F. illustrée.

On se préoccupait, depuis un certain temps déjà, de rajeunir la conférence radiophonique en permettant aux auditeurs de suivre la parole, à l'aide de l'image, par projection lumineuse. Pour réaliser ce projet, qui paraissait jusqu'à ce jour chimérique, on s'est adressé à un procédé récemment mis au point : la Photoscopie, et à un appareil nouveau : le Photoscope. La Photoscopie consiste à mettre sur des bandes de pellicules cinématographiques des images photographiques de projection fixe. On obtient ainsi, sous un volume très réduit, toute une série d'images microphotographiques. Ces images sont ensuite agrandies à l'aide du Photoscope, véritable lanterne de projection en miniature. L'image peut être projetée au format que l'on désire depuis les dimensions les plus réduites jusqu'à 3 mètres sur 3 mètres. L'appareil permet la projection verticale sur table, sur une simple feuille de papier blanc, ou la projection horizontale sur un écran ordinaire. La photoscopie et le photoscope constituent par ce moyen une méthode d'édition nouvelle ; devant les premiers résultats obtenus, on commence à parler du « livre photoscopique », qui s'imposera demain à côté du livre typographique, à côté du disque phonographique. C'est ce procédé qui va être utilisé dans la conférence par T. S. F. illustrée. La première conférence qui vient d'être émise par la Tour Eiffel a expliqué justement ce que devait être une conférence radiophotoscopique. L'auditeur ,muni d'un Photoscope et du petit rouleau de film nécessaire, déroulera les images illustrant la conférence, suivant les indications transmises par le conférencier lui-même. Les programmes étant connus d'avance, il sera aisé de se procurer les films, que l'on pourra également recevoir régulièrement par abonnement. Tous les mercredis soir, à 21 h. 30, une conférence illustrée sera émise. Il y a là, semble-t-il, une initiative heureuse et féconde, dont il sera intéressant de suivre le développement.

LA PHOTOSCOPIE,

61, rue Jouffroy - PARIS (XVII^e^)

Digitized by Google

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

MESURES

La superposition des mouvements circulaires; T S RANGACHARI, *Exp. Wir.* **6**, avril 1929, 184-193.

Pour comparer les fréquences de deux courants, par l'oscillographe cathodique, il peut être plus pratique de substituer aux courbes de Lissajous les courbes bouclées obtenues par composition de deux mouvements circulaires.

L'auteur a étudié les équations régissant le phénomène, suivant le rapport des fréquences et des amplitudes. Il faut distinguer les deux cas où les mouvements sont dans le même sens ou le sens inverse. La question de la vitesse de parcours du spot a une grosse importance pour la luminosité de la courbe. Dans le premier cas les boucles sont à l'intérieur et dans l'autre, elles sont à l'extérieur (hypocycloïdes et épicycloïdes).

B. DECAUX.

Signaux doubles et multiples sur ondes courtes; E. QUACK et H. MOGEL, *E. N. T.*, **6**, février 1929, 45-79.

Des expériences ont été effectuées à Geltow à la suite des expériences déjà relatées en 1926 (1). Un oscillographe photographique à 3 équipages, enregistre les signaux reçus par une antenne sans réflecteur, une antenne à réflecteur, et un courant à 1 000 p : s.

Les auteurs distinguent les signaux multiples « directs » dus au parcours autour du monde dans le même sens que le signal normal, et les signaux « indirects » qui se sont propagés dans le sens inverse.

De superbes oscillogrammes montrent les différents types de signaux obtenus. Les émetteurs étudiés sont Rio de Janeiro, Buenos-Ayres, Rocky-Point, Moukden, Manille, Bandoeng, Bangkok, Tokio, Capetown et même Nauen. Il arrive assez souvent que le signal indirect soit plus fort que le signal direct L'émission de Nauen a mis en évidence, non seulement les signaux ayant fait le tour du monde, mais aussi des échos rapprochés.

Divers cas sont à considérer pour l'influence des saisons, suivant que le grand cercle joignant l'émetteur au récepteur touche le cercle polaire, passe sur le pôle, ou voisine l'équateur. La ligne d'ombre peut ainsi couper ou non le grand cercle.

Des exemples pris sur les grands cercles Berlin-Rio de Janeiro-Moukden-Berlin et Berlin-New York-Berlin fournissent les règles suivantes. Les signaux multiples se produisent surtout lorsque le grand cercle est dans la zone de pénombre (aube ou crépuscule) ; si l'hémisphère austral est dans une nuit d'été, on a des échos indirects, de même que si le chemin le plus long est le plus favorable pour l'onde employée. Il est possible de renforcer les signaux indirects en retournant le sens de projection des ondes. Des graphiques montrent la répartition du jour, de la nuit et de la pénombre le long du grand cercle suivant les jours et heures ; d'autres graphiques (reproduction de ceux d'un article antérieur) indiquent les variations d'amplitude des signaux directs et indirects, suivant les mêmes conditions.

La mesure des différences de temps de parcours fournit des résultats qui sont en moyenne 3,5 o/o plus grands que la valeur calculée.

L'influence des perturbations magnétiques semble importante. Des perturbations légères supprimeraient les échos sur le grand cercle Berlin-New-York (à angle droit avec les lignes de force) mais pas sur le grand cercle Berlin Rio de Janeiro (formant un angle aigu avec les lignes de force).

L'élimination des signaux doubles a été obtenue au moyen d'une antenne

(1) Cf. *Onde Electrique*, mars 1927 p. 211 et novembre 1927, p. 58A.

Digitized by Google

ANNÉE 1929

VIENT DE PARAITRE

3e ÉDITION

RADIO-ANNUAIRE

ANNUAIRE INTERNATIONAL

DE LA

TÉLÉVISION

T. S. F.

RADIO-MUSIQUE

(Publié sous le Patronage de la Société des Amis de la T. S. F.)

Soucieux de donner à ceux que toutes les applications de la Téléphonie sans fil intéresse, un organe qui réponde à tous les besoins, nous avons réunis dans ce nouvel ouvrage toutes les données utiles, tant au point de vue technique qu'au point de vue commercial.

Notre annuaire continue à être une source aussi complète que possible de renseignements, autant pour l'Ingénieur qui calcule et le constructeur qui établit, que pour l'usager qui l'utilise et le commerçant qui cherche à connaître tous les débouchés pour ses constructions.

Les conventions de Prague et Washington.

Les fiches techniques de la T S.F., la liste des marques déposées, des Membres du R.E.F., des renseignements sur la taxe de luxe, déclaration de postes récepteurs, etc.

La classification, par rubriques, des constructeurs d'appareils et accessoires de T S.F., des fournisseurs et la liste des revendeurs classés par départements.

CONSTRUCTEURS,

demandez notre Tarif de Publicité, nos annonces touchent tous les REVENDEURS. :::: :::: ::::

REVENDEURS,

en possédant notre annuaire, vous pouvez, par ses renseignements, satisfaire à toutes les demandes de votre clientèle.

Prix : 30 Frs

Digitized by Google

dirigée avec réflecteur possédant une caractéristique en cardioïde.

Une note complémentaire rend compte des observations d'échos rapprochés reçus à Geltow sur l'émission de Nauen. L'enregistrement de lettres V émises à la vitesse de 120 mots à la minute, donna un signal direct complètement brouillé, alors que les signaux « tour du monde » étaient absolument nets. Des tops très brefs furent alors transmis et ont donné lieu à des échos multiples nets ou confondus (l'écho « tour du monde » est encore très visible). L'intervalle entre deux échos successifs est de l'ordre du 1/100 de seconde, soit une distance parcourue d'environ 3000 km : on a observé jusqu'à 7 échos consécutifs.

B. DECAUX.

PROPAGATION

Expériences sur la réception dans le tunnel du Mont Royal,

EVE, STEEL, OLIVE, MC-EWAN, THOMPSON, *Proc. Inst. Rad. Eng*, **17**, février 1929, 347-376.

Le tunnel du Mont-Royal, placé près de Montreal, a 5,5 km de longueur et une profondeur maximum d'environ 200 m.

Une première série d'essais, faite en 1926, avait montré que la pénétration des ondes y est essentiellement fonction de leur fréquence ; tandis qu'une onde de 1 400 m. était peu affaiblie, celle de 411 m. devenait très difficilement audible au milieu du tunnel, et celle de 45 m. était complètement perdue à quelques centaines de mètres des extrémités.

Dans une seconde série d'essais, on s'est proposé de déterminer si l'énergie radio-électrique pénétrait dans le tunnel à travers la masse montagneuse, ou bien à partir des extrémités. Pour cela on a obturé électriquement les entrées, en plaçant sur les voies des wagons métalliques, et en reliant à la terre les conducteurs électriques. (On a constaté que l'effet de ces derniers est assez complexe, et comparable tantôt à celui d'une antenne ondulatoire, tantôt à celui d'un cadre). Quant au résultat principal, il est évident que beaucoup d'énergie suit le tunnel à partir des extrémités ; une énergie appréciable arrive même par un puits d'aération ayant une section de quelques mètres carrés et une longueur de 100 mètres, et ne contenant aucun conducteur métallique.

P. DAVID.

ÉMISSION

Sur le mécanisme d'oscillation des électrons dans un triode ;

H.-E HOLLMANN, *Proc. Ins. Rad. Eng.*, **17** février 1929, 229 251.

Depuis que Barkhausen et Kurz ont obtenu des ondes excessivement courtes par montage spécial d'un triode (grille très positive, plaque négative), un grand nombre d'expérimentateurs ont repris cette étude, avec diverses variantes. Ce sont leurs résultats, parfois divergents ou contradictoires, que l'auteur veut expliquer et compléter.

Les oscillations Barkhausen Kurz proprement dites, uniquement dues au champ retardateur entre grille et plaque, ont une longueur d'onde λ qui ne dépend que du diamètre d_a de la plaque, et de la tension (positive) E_g de grille. En première approximation, on a :

$$\lambda = \frac{1\,000 . d_a}{\sqrt{E_g}}$$

Les oscillations Gill-Morell sont obtenues en couplant avec le triode un système de fils de Lecher accordés ; au champ retardateur constant se superpose alors un champ alternatif ; la longueur d'onde dépend uniquement du circuit extérieur.

Capzov et Gwosdower ont obtenu, en outre, des oscillations intermédiaires entre les deux types précédents, et dont la fréquence dépend, à la fois, de la tension-grille et du système oscillant couplé.

Enfin, Scheibe, associant plusieurs tubes pour produire des oscillations du premier type, observa des fréquences notablement plus élevées ; l'auteur a montré qu'elles se produisent plus facilement avec des lampes à grille serrée, et qu'elles sont dues au mouvement des électrons entre grille et plaque, mais sans traverser la grille. Elles peuvent, elles aussi, donner naissance à des oscillations du type Gill-Morell. Par l'emploi de lampes spéciales l'auteur a réussi à les obtenir jusqu'à des longueurs d'onde de 20 à 15 cm.

P. DAVID

Digitized by Google

La T. S. F.
en 30 Leçons

COURS COMPLET

professé au Conservatoire National
des Arts et Métiers
GRACE AUX SOINS DE LA SOCIÉTÉ
DES AMIS DE LA T. S. F.

par MM.

CHAUMAT, LEFRAND, METZ, MESNY,
JOUAUST & CLAVIER

Ce cours complet comprend 5 volumes :

I. — ÉLECTROTECHNIQUE GÉNÉRALE PRÉPARATOIRE A LA T. S. F., par MM. Chaumat et Lefrand. . . . . 9 »

II. — PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA RADIOTÉLÉGRAPHIE ET APPLICATIONS GÉNÉRALES, par le Cᵗ Metz . . 9 »

III. — MESURES, RADIOGONOMÉTRIE, PROPAGATION DES ONDES, par M. Mesny. 7 20

IV. — LES LAMPES A PLUSIEURS ÉLECTRODES, Théorie et applications, par M. Jouaust 7 20

V. — RADIOTÉLÉPHONIE ET APPLICATIONS DIVERSES DES LAMPES A TROIS ÉLECTRODES, par M. Clavier 9 »

Pour l'envoi franco, ajouter 0 75 par volume.

Etienne CHIRON, Editeur
40, rue de Seine
PARIS

Digitized by Google

La production des ondes électriques les plus courtes avec des tubes électroniques. HOLLMANN, *Zts. Hfr. Techn.*, **33**, janvier, février, mars 1929, 27-30, 66-74, 101-107.

Depuis quelques années, on s'est efforcé d'obtenir avec des tubes, les ondes les plus courtes possible ; de très nombreuses recherches ont été effectuées dans différents pays. L'auteur, y ayant lui-même participé, en donne aujourd'hui la revue générale sous forme d'un excellent article de documentation

Après quelques mots d'historique, il examine d'abord les montages normaux c'est-à-dire utilisant le couplage entre grille et plaque. La limite inférieure des longueurs d'onde atteintes, est de l'ordre du mètre.

Il groupe ensuite sous une même rubrique tous les montages dans lesquels on produit, au moyen d'un champ retardateur, le mouvement oscillatoire des électrons autour de la grille ; Barkhausen-Kurz, Gill-Morrell, et variantes. Il signale l'influence des traces de gaz, celle de la charge d'espace, et résume l'état des explications théoriques. La limite des ondes obtenues est de l'ordre de 30 cm.

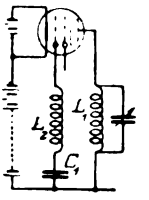
Il termine en examinant divers montages : Hollmann Pierret, magnétron Okabe. . qui ont permis d'abaisser cette limite, et annonce l'apparition prochaine d'un travail de Potapenko qui aurait obtenu des ondes de 3,5 cm.

P. DAVID.

Sur les variations de la fréquence des générateurs à lampes, et leur stabilisation. W Lazareff, *Zts. Hfr. Tchn..*, **33**, février 1929, 54-63.

Après avoir discuté par le calcul et vérifié expérimentalement les différentes causes qui peuvent faire varier la fréquence des générateurs à lampes, l'auteur donne un schéma de montage corrigeant tous ces effets et réalisant une stabilisation parfaite : la fréquence change de 0.003 o/o lorsque le courant de chauffage passe de sa valeur la plus faible, permettant l'accrochage, à sa valeur maximum supportée par le tube ; et de 0,0001 o/o lorsque la tension de plaque passe de 100 à 10 volts.

Ce montage (fig.) est basé sur l'emploi d'une lampe bigrille, dont la grille de contrôle est entièrement isolée, et le circuit de grille interne coupé par un condensateur G de 0,01 à 2 µF bien isolé.



Le couplage de L_1, L_2 doit être maintenu faible ; d'autre part il est prudent de placer le système sous écran, afin que des influences électrostatiques ne viennent pas communiquer aux grilles « en l'air » des potentiels nuisibles.

P. DAVID.

Un réglage auxiliaire de la fréquence des oscillateurs de haute fréquence ; G. F. LAMPKIN, *Proc. Inst. Rad. Eng.* **17**, janvier 1929, 115-117.

Pour créer de petites variations de fréquence autour d'une fréquence moyenne, l'auteur indique qu'il ne convient pas d'avoir un réglage auxiliaire sur l'élément réglage principal. La gamme obtenue serait trop variable avec la fréquence moyenne. Il emploie une petite capacité si le réglage se fait normalement par variomètre, et un petit variomètre si le réglage se fait par capacité.

B. DECAUX.

Un nouveau tube à grille-écran pour émission de faible puissance ; O. W. PIKE et E. E SPITZEN, *QST*, **13**, avril 1929, 43-45.

Ce tube (UX 865), susceptible de fournir 7,5 w sous 500 v, a la forme d'une lampe à grille-écran de réception. Son filament thorié consomme 2 A sous 7,5 v ; la tension d'écran est de 125 v. La connexion de plaque sort par une corne.

Les auteurs indiquent quelques particularités d'emploi et les précautions nécessaires.

B DECAUX

Digitized by Google

SILICE PURE FONDUE SiliS SILICE PURE FONDUE

"SiliS"

est, de tous les isolants, celui qui s'échauffe le moins dans un champ de haute fréquence

Silis transparente.	1
Silis opaque	2,5
Porcelaine	25
Verre.	11 à 25
Ebonite	18 à 25
Bakélite	100

Pertes comparées d'énergie dans quelques diélectriques usuels

QUARTZ ET SILICE

TÉL. { Anjou 10-99 / Inter. 214
Adresse télégraphique : Siliquar z Paris 123

Siège Social : 8, rue d'Anjou, PARIS-VIII[e]

Usine à Saint-Pierre-les-Nemours

R d. C Seine 206.183

« *La Société dite* : **"Wired Radio - Incorporated "** « *résidant à New-York (Etats-Unis d'Amérique du Nord)*, « *titulaire du brevet français* « *N° **623.538** (Système de broadcasting radio par fil)* « *offre de vendre ce brevet ou d'en concéder licence* ».

« *Adresser toutes propositions ou demandes de renseignements à* **John B. Brady**, D[r] Counsellor at Law Ouray Building. — « *WASHINGTON D. C. (Etats-Unis d'Amérique du Nord).* »

Pour paraître prochainement :

LES SOLUTIONS MODERNES DU PRODLÈME DE L'ALIMENTATION DES POSTES DE T.S.F.

par

P. HÉMARDINQUER

PRIX : 15 Francs

Étienne CHIRON, Éditeur
40, rue de Seine, PARIS

Digitized by Google

RÉCEPTION

Application de la théorie des circuits à la lampe à grille-écran ; J.-R. Nelson, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, février 1929, 320-338.

Cet article nous semble pouvoir être divisé en deux parties d'un intérêt inégal.

Dans la première, l'auteur calcule l'amplification donnée par un étage à transformateur accordé ; il trouve la condition bien connue du couplage optimum. Mais il observe que ce couplage est pratiquement irréalisable avec une lampe à grille-écran, dont la résistance interne atteint 800.000 ohms. Par suite le montage normal de ce type de lampe est le circuit-plaque accordé, qu'il étudie sommairement.

Dans la seconde partie, l'auteur reprend, complète et généralise un intéressant calcul de Beatty (Voir *Onde El.* avril 1928 p. 21 A) sur la stabilité des amplificateurs à circuits de plaque accordés. Il montre que si l'on a n étages successifs identiques, dont chacun isolé et sans réaction, donnerait une amplification en volts Av, le système est instable et peut osciller, dès que la capacité de couplage grille-plaque de chaque lampe, dépasse la valeur :

$$C_0 \geqslant \frac{2gm}{n\omega(Av)^2},$$

en appelant ω la pulsation et gm la « conductance » mutuelle

$$\left(\frac{\text{coeff. d'amplific. } k}{\text{résistance interne } \rho}\right).$$

Il en déduit que pour les lampes à grille-écran du type CX.322, l'amplification maximum par étage, compatible avec la stabilité, est de 65 avec un étage, de 47 avec deux étages (pour la fréquence 1.000 Kc).

P. David.

Quelques principes sur la détection par condensateur shunté ; F.-E. Terman, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, octobre 1928, 1384-1397.

L'auteur débute par quelques aperçus théoriques sur la détection par condensateur et résistance dans le circuit de grille ; il montre que l'abaissement du potentiel-grille dépend de deux facteurs, et donne le schéma d'un pont pour les mesurer ; il étudie sommairement la détection d'un courant modulé, et montre que la distorsion des fréquences audibles est négligeable si l'on a soin de prendre un condensateur et une résistance assez faible (0,2 millième de µF ; 0, 5 mégohm).

Il considère *uniquement* des signaux très faibles (< 0,05 volt).

P. David.

Est-il nécessaire d'avoir une amplification haute fréquence apériodique ? R. Rechnitzer, *Funk-Bastler*, **5**, avril 1929, 221-223.

Une réponse affirmative avait été fournie par von Ardenne.

L'auteur est d'un avis différent. Il estime que pour la réception *sur cadre*, où l'amplification haute fréquence doit être de l'ordre de 50.000, les étages apériodiques sont difficiles à éviter. Mais on peut très fréquemment recevoir sur antenne extérieure, auquel cas l'amplification nécessaire en haute fréquence, de l'ordre de 1.000, peut être facilement obtenue par étages accordés, surtout avec une lampe à grille-écran ; ou bien même sur antenne intérieure, ce qui exige une amplification de 5 000 à 10.000, réalisable avec deux étages à grille-écran. On réalise ainsi une économie de tubes et on obtient en même temps la sélectivité nécessaire.

P. Leroy.

Neutralisation de l'amplificateur à résonance. L. Schlesinger, *Zts. Hfr. Thn.* **33**, février 1929, 63-66.

Contribution à l'étude du montage « neutrodyne » de Hazeltine.

L'auteur trace le schéma équivalent, et cherche à rendre la condition d'équilibre du pont indépendante de la fréquence. La relation trouvée entre les divers éléments, a été vérifiée expérimentalement d'une manière satisfaisante

P. David.

Lampe de puissance nouvelle. *Zts. Hfr. Tchn.* **33**, février 1929, 75.

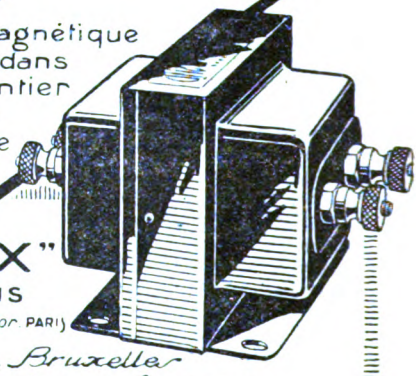
La lampe de puissance Telefunken R. E 604 a les caractéristiques suivantes :

Chauffage, 3,8 à 4 volts — 0,65 amp.
Tension plaque max. : 200 volts.
Saturation 200 m.A.
Pente... 3,5 mA/V.

Digitized by Google

LES TRANSFORMATEURS CROIX

en carter non magnétique
se vendent dans
le Monde entier
500.000
en service



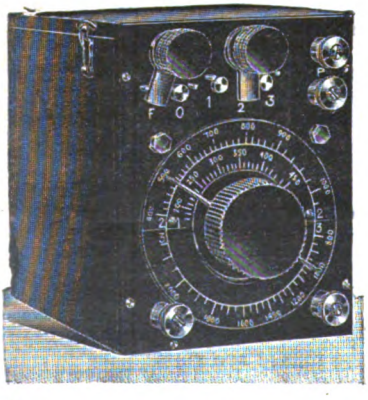
CONSTRUCTIONS ELECTRIQUES "CROIX"
3, rue de Liége - PARIS
Telég : Radisolor PARIS

AGENCES à : Amsterdam, Bruxelles, Budapest, Copenhague, Lisbonne, Londres, Prague, Oslo, Stockholm, Varsovie, Vienne, Zurich

Publicité G. Cordonnier

Téléphone : SÉGUR 73-44
R. C. Seine 22.262

Modèle G. C.



De 10 à 550 mètres.

LA PRÉCISION ÉLECTRIQUE

(Anciens Établissements HORY)

10, rue Crocé-Spinelli, PARIS-14e

Fournisseurs des Administrations de l'État et des Gouvernements étrangers

GRAND PRIX AU CONCOURS DE T. S. F. 1922

Ondemètres munis de la méthode de zéro
Système H. ARMAGNAT (Breveté S. G. D. G.)

Ondemètres à selfs inductances interchangeables
(Type G. de 100 à 5.000 mètres et type G. C. de 10 à 550 mètres.)

Ondemètres Controlo
(De 100 à 1.200 mètres et de 200 à 2.000 mètres.)

RÉCEPTEURS RADIOTÉLÉPHONIQUES

Condensateurs variables à air pour réception

Condensateurs variables à air pour haute tension

Condensateurs fixes sous ivorine et sous tube

Résistances sous tube

Transformateurs, Détecteurs, Pièces détachées

Digitized by Google

Coeff d'amplification : 4
Résistance intérieure : 1 000 ohms
Elle peut fournir sans distorsion une puissance de 2,5 watts.

P. DAVID.

Le choix des lampes de réception; A. L. M. SOWERBY, *Wir, World*, **24**, 13 février 1929, 168-172.

Cette étude essentiellement pratique, guide l'usager dans le choix de la lampe convenant à chaque usage. Les diverses grandeurs sont rappelées avec leur importance. Dans le cas de l'amplification en H F., la relation entre la résistance interne et le rapport de transformation optimum est indiquée par des tableaux Les lampes à grille-écran, la détection, l'amplification basse fréquence et de puissance, sont également examinées.

B. DECAUX.

Le pentode et l'amplification de puissance; L G. A. SIMS, *Wir. World*, **24**, 16 janvier 1929, 60-64.

Pour étudier les caractéristiques dynamiques, l'auteur mesure les maxima de tension de plaque avec un voltmètre de crête. Il en déduit la puissance de sortie, et les conditions pour qu'elle soit maximum. Les réseaux de plaque sont également employés

Diverses précautions doivent être prises pour éviter les pointes de tension trop élevées avec les pentodes.

B. DECAUX

Récents progrès du superhétérodyne; G.-L. BEES et W.-L. CARLSON, *Proc. Inst. Rad. Eng.* **17**, mars 1929, 501-515.

Description d'un récepteur à changement de fréquence présentant les particularités suivantes :

1° De grands soins ont été apportés pour avoir simultanément une bonne sélectivité et une fidélité acceptable; il n'y a pas moins de huit circuits accordés, en particulier, les transformateurs intermédiaires sont d'un modèle spécial, avec primaire résonnant sur une fréquence plus basse que le secondaire; les capacités des lampes agissant alors pour augmenter l'amortissement, sont neutralisées. Enfin on a jugé commode d'élever la fréquence intermédiaire à 180 kc

2° La détection se fait par la plaque; il n'y a qu'un seul étage d'amplification basse fréquence.

3° Un régulateur automatique ajuste l'amplification pour maintenir constant le volume de son produit (l'auteur en donne un schéma incompréhensible).

4° Un régulateur de sensibilité empêche, pendant le cours des réglages, la production de bruit parasite.

Des courbes sont données, qui montrent la sélectivité et la fidélité de l'ensemble. Par exemple, les fréquences 5 000 de la modulation sont affaiblies au tiers du maximum, tandis qu'un brouilleur, écarté de 15 000 p : s, est affaibli au 1/150, performances que les auteurs estiment remarquables.

P. DAVID.

Sur la puissance maximum et la distorsion du dernier étage d'amplification; H. BARTELS, *El. Nachr. Te hn.*, **6**, janvier 1929, p. 9-18.

Le rendement de l'amplificateur de puissance sans distorsion a déjà fait l'objet de nombreuses recherches (Voir *Onde El.*, novembre-décembre 1925; février 1927; analyses, novembre 1926, p. 32-A; juin 1927, p. 37-A; mars 1928, p. 19 A; juin 1928, p. 32 A; octobre 1928, p. 55-A).

Bon nombre d'auteurs montrent que la puissance recueillie est maximum lorsque l'impédance de charge placée dans le circuit de plaque, est une résistance pure de valeur égale au *double* de celle du tube. Le rendement est alors 1/4.

Reprenant le calcul, sur des bases légèrement différentes, à partir de la puissance dissipée au repos sur la plaque, le présent article aboutit à une conclusion différente La résistance de charge et la tension de plaque peuvent être accrues indéfiniment, le rendement croit et tend vers la limite 1/2. En même temps la distorsion non-linéaire est diminuée; enfin, la construction d'un transformateur de sortie, fidèle dans une grande gamme de fréquences, est facilitée.

P. DAVID.

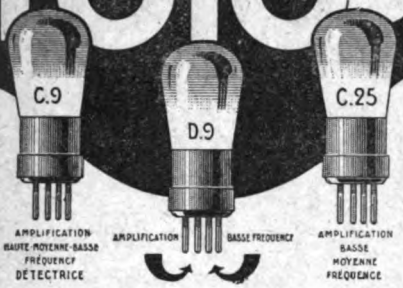
Caractéristiques de sortie des amplificateurs thermioniques; BRAIN (B.-C.), *Exp. Wir.*, **6**, mars 1929, 119-127.

Il s'agit encore des amplificateurs de puissance et de leur rendement sans distorsion. (Voir analyse ci-dessus).

Digitized by Google

LAMPES DE T.S.F.

FOTOS



NOUVELLE SÉRIE
DE LAMPES DE RÉCEPTION A TRÈS FORTE
ÉMISSION ÉLECTRONIQUE

FABRICATION
GRAMMONT

LES RADIODIFFUSORS
LES POSTES
Pathé TSF
LES MEILLEURS MOINS CHERS

CATALOGUE FRANCO
30, Bd des Italiens
PARIS
G.M: 260 frs.

DIÉLECTRIQUES ET ISOLANTS

PAR

J.-B. WHITEHEAD

Doyen de l'Ecole des Ingénieurs
Professeur d'Electricité appliquée à l'Université John Hopkins
Professeur américain d'échange auprès des universités françaises 19 6 27
Fellow. American Inst tute of Electrical Engineers

Un volume de 180 pages contenant 61 figures, tableaux et graphiques

Prix : **30** francs - Franco : **32,50**

Etienne CHIRON Editeur,
40, rue de Seine, PARIS

Guide du Candidat

OPÉRATEUR RADIOTÉLÉGRAPHISTE

DES STATIONS MOBILES
NAVIRES — AVIONS — TRANSPORTS
POSTES RADIOTÉLÉPHONIQUES

PAR

Auguste PLANE et Maurice GOUDONNET

Nouveau programme des Examens.

Prix : 5 francs.

Etienne CHIRON, Editeur,
40, rue de Seine, PARIS

Digitized by Google

Ayant rappelé les résultats classiques, et notamment que le transformateur de sortie devait présenter une résistance apparente égale au double de celle du tube, l'auteur soulève la difficulté suivante :

Si la caractéristique n'est pas rectiligne ; en particulier, si le courant plaque est proportionnel à la puissance 3/2 de la tension plaque, la résistance du tube n'est plus une constante. Quelle valeur doit-on lui attribuer ?

Il montre qu'on doit prendre sa valeur pour le maximum instantané de la tension de plaque, ou bien prendre la fraction 0,8 de sa valeur au repos (sans modulation).

Ceci peut avoir de l'importance pour les tubes pentodes, parce qu'on est ainsi conduit à leur attribuer une résistance de 4 000 ohms au lieu de 50000 ohms.

L'expérience aurait justifié cette observation.

P. David.

EXPLOITATION. APPLICATIONS

Le centre radiotélégraphique de Rome (Sans Paolo); G. Pession et G. Montefinale, *Proc. Inst. Rad. E g.* **16**, octobre 1928, 1404-1421.

Cette étude, reproduction d'un article de l'*Elettrotecnica*, donne des renseignements sur les divers perfectionnements apportés au centre radiotélégraphique de Rome.

En 1926 la station comportait un arc de 250 kw sur 10750 m. et deux émetteurs de 6 kw sur 66 et 32 m. L'installation réceptrice de Monterotondo assure la réception des nombreux correspondants dont les principaux sont dans les colonies italiennes.

Le trafic sur ondes courtes s'étend de jour en jour. Il a donc été nécessaire d'augmenter le rayonnement des émetteurs. Un triode Philips à circulation d eau (25 kw absorbés) alimenté par une batterie de diodes Marconi équipe un émetteur sur 34 m Un refroidissement à air complète l'ensemble. Cet émetteur possède une portée de jour d'environ 6 000 km.

Une station de 15 kw sur 2250 et 4800 m a été construite en 1927. Elle utilise 12 lampes Marconi en parallèle

Divers résultats d'exploitation sont indiqués. La station réceptrice d'ondes courtes emploie une antenne Beverage et une superhétérodyne.

B. Decaux.

Etudes sur la distribution de la radiodiffusion dans le « Middle West. C. M. Jansky, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, octobre 1928, 1356-1367.

L'auteur s'est proposé de déterminer les conditions actuelles et les conditions idéales de la réception radio électrique dans trois états agricoles des Etats-Unis.

Environ 30 à 40 o/o des familles possèdent un appareil récepteur, généralement très sensible ; mais, en raison des parasites et brouillages, près de 60 o/o de ces récepteurs ne donnent de bonnes auditions que pendant la nuit, et sous réserve des évanouissements.

Pour avoir un service acceptable pendant le jour, l'auteur estime qu'il faudrait au moins un champ de 100 microvolts. par mètre ; encore ce chiffre est-il très inférieur au minimum adopté dans les agglomérations urbaines.

D'autre part pour améliorer les réceptions de nuit, il faut s'efforcer de diminuer les interférences entre postes émetteurs de fréquences voisines ; l'auteur suggère également un schéma d'émissions simultanées contre les évanouissements.

P David.

La Radio-diffusion sur fréquence commune, W. Hahneman et F. Gerth, *El. Nachr. Techn.*, **6**, avril 1929, 151-157.

L'encombrement croissant de la gamme de fréquences allouée à la radio diffusion, justifie la transmission multiple, *sur la même onde*, d'un même programme par plusieurs stations. Toutefois, pour réduire la zone d'interférence à une proportion acceptable (15 o/o de la distance), il est essentiel que les diverses émissions aient rigoureusement la même fréquenoe, c'est-à-dire une relation de phase invariable.

Le système de la Lorentz A. G. consiste à produire en une station centrale (Berlin) un courant de base à 1745 p : s, qui est transmis sur câble aux autres stations (Stettin, Magdebourg) ; dans chacune, sa fréquence est multipliée par $9 \times 9 \times 9 = 729$, puis amplifiée

Digitized by Google

Pour comprendre le vrai fonctionnement
des Appareils de T. S. F.

IL FAUT LIRE

J'AI COMPRIS LA T. S. F. !

Ce t ouvrage ne ressemble en rien aux autres manuels de ::: :: T S F :: :::

PAR
E. AISBERG
Ingénieur-Radioélectricien
AVEC PRÉFACE DU
Cl RENÉ MESNY
ILLUSTRÉ PAR
H GUILAC

Cet ouvrage a été publié en Portugais, Tchèque, Bulgare, Esperanto et Roumain

Sous une forme originale et souvent amusante, utilisant des comparaisons inédites, écrit dans un langage clair, cet ouvrage met *à la portée de tout le monde* la théorie de la T. S. F.

Les débutants y trouveront la réponse à toutes les questions que soulève pour eux la radioélectricité.

Les amateurs expérimentés y verront éclairés d'un jour nouveau tous les problèmes de T. S. F. auxquels ils se sont heurtés.

VIENT de PARAITRE : 2e Editien. — Revue et corrigée

Notions élémentaires d'électricité. — La lampe de T.S.F. Selfs et condensateurs. — Hétérodyne. Emission en télégraphie et téléphonie. — Récepteurs à galène. — Détection par lampe. — Réaction. — Amplificateur H.F. et B.F. — Le montage T.P.T. 8. — Le Superhétérodyne. — Le Neutrodyne

Un volume de 150 pages de grand format (18x 23 cm) de présentation très soignée avec dessins en marges.

PRIX : **15 Francs.** — Franco : **16,50.**

Étienne CHIRON, Editeur, 40, rue de Seine, PARIS-6e.

Digitized by Google

jusqu'à 1,5 kw, de manière à fournir l'onde porteuse locale de 1.272.105 p : s (λ = 236, 2 m).

La modulation est transportée par une autre paire de fils du même câble.

L'article décrit les installations, avec schémas et photographies ; en particulier la multiplication de fréquence se fait en trois fois, avec à chaque « étage », un multiplicateur proprement dit à noyau de fer, donnant le rapport 1 à 9 ; un circuit purificateur d'harmoniques, enfin un tube amplificateur.

L'ensemble fait actuellement partie du réseau de radio diffusion en Allemagne et donne toute satisfaction.

P. DAVID.

L'affaiblissement des ondes dans les villes ; R. H BARFIELD, *Proc. Wir. Sect. of Inst. El. Eng.*, **4**, mars 1929, 29-43.

Continuant ses mesures sur le rayonnement de la station 2LO (Londres, 258 m.), l'auteur a mis en évidence différents points ;

— Propriétés directives de l'antenne (ombres des mâts) ;

— Affaiblissement très rapide des ondes dans la région urbaine et qui semble causé par les éléments de conducteurs verticaux rencontrés ;

— Croissance de cet affaiblissement avec la *cinquième* puissance de la fréquence (dans la gamme de radiodiffusion), donc extrêmement vite ;

— Affaiblissement moins rapide dans les faubourgs, mais très « sélectif », et par suite attribuable aux nombreuses antennes réceptrices accordées.

L'auteur étudie théoriquement ces divers points à la lumière des formules de Sommerfeld. — Sa conférence a été suivie d'une discussion, qui n'y a rien ajouté d'important.

P. DAVID.

Sur la propagation des ondes courtes de petite puissance, jusqu'à la distance de 1 000 km. K. KRÜGER et H PLENDL, *Zts. Hfr. Tchn.*, **33**, mars 1929, 85-92.

Compte rendu méthodique d'une série d'essais, entreprise pour étudier la possibilité de liaisons par ondes courtes entre les avions et leurs bases.

La puissance à l'émission était seulement de l'ordre de 2 watts antenne, de manière à pouvoir être fournie par des piles sèches ; le meilleur dispositif est d'avoir un tube générateur stabilisé par quartz, et un second tube doubleur de fréquence. C'est sur la tension-plaque de ce second tube que se fait la manipulation

Dans une première partie, on étudiait, en fonction de l'heure et à une distance de 500 km, le choix de la longueur d'onde ; la plus favorable est aux environs de 50 m. (un peu moins pendant le jour, un peu plus pendant la nuit)

Dans une seconde série, l'émetteur était installé sur avion, la réception à terre. Les expériences (faites de jour), maintes fois répétées, ont montré que la longueur d'onde 50 m. était encore la plus favorable pour éviter les zones de silence ; une portée de 600 km. peut être considérée comme sûre. L'altitude de l'avion est sans effet.

Enfin, dans le sens terre-avion, la réception étant gênée par les perturbations du bord, la puissance de 2 watts à l'émission est insuffisante ; pour la même portée de 600 km. il faut compter 60 watts.

L'article est illustré par des photographies des appareils.

P. DAVID.

Récepteur pour avion muni d'antenne fixe. F.H. Drake, *Proc. Inst. Rad. Eng.* **17**, février 1929, 306-319.

Description d'un récepteur très sensible, destiné aux avions commerciaux ; munis d'une antenne tubulaire fixe de 2 m de hauteur ; la gamme à couvrir était de 285 à 350 kc (860 à 1050 m)

L'appareil comporte 5 lampes : deux triodes à grille-écran, donnant pratiquement une amplification de 50 par étage ; deux triodes à grande amplification de 50 par étage ; deux triodes à grande amplification, l'une détectrice, l'autre en basse fréquence ; une lampe de puissance.

Les trois étages haute fréquence accordés comportent des condensateurs fixes (pour le premier, c'est l'antenne) et des selfs-inductions variables, que le pilote manœuvre simultanément par une seule manette, graduée en kc

Pour éviter la saturation du détecteur à l'approche des postes puissants, un dispositif spécial de détection par la plaque « avec polarisation automatique » est employé Faute de schéma, on ne peut comprendre de quoi il s'agit.

L'appareil est construit avec les soins

Digitized by Google

Vous qui possédez un bon poste et captez la plupart des émissions

LISEZ...

radio magazine

TÉLÉPHONE
ARCHIVES 66-64
C/CH. POSTAUX
PARIS 623-36
R. C. SEINE 211-438

DIRECTION
RÉDACTION
PUBLICITE
61-63, rue
beaubourg
paris (3e)

Complément indispensable de La T. S. F. Pour Tous

qui publie Chaque Semaine, le Vendredi

TOUS LES RADIOPROGRAMMES

illustrés par des dessins et photographies d'actualité

Chroniques radiophoniques et musicales,
Articles littéraires, artistiques et de vulgarisation,
Théâtre radiophonique, Radiophonie rurale,
Informations, Ondes courtes, Conseils pratiques,
Les Stations que vous entendez, à travers les disques,
Éléments de Radioélectricité, Chez les Constructeurs,
Plans de Montages de Postes récepteurs et émetteurs,
Bibliographie, Jeux du Sans-Filiste, Courrier, etc...
Tableaux des Stations par ordre alphabétique,
longueurs d'onde, heures.

40 à 64 PAGES pour 1 FRANC

ABONNEMENTS :

	Un an	Six mois
France, Colonies, Luxembourg.	45 fr.	25 fr.
Belgique.	60 fr.	35 fr.
Etranger.	80 fr.	40 fr.

PRIMES AUX ABONNÉS

CARTE RADIOPHONIQUE

murale (560 m/m × 760 m/m) en 3 couleurs avec tableau de 250 stations de radiodiffusion europ.

Spécimen gratuit, en se recommandant de M. Etienne CHIRON, Éditeur, sur demande à RADIO-MAGAZINE, 61, rue Beaubourg, Paris, IIIe

Digitized by Google

voulus pour un service à bord d'avion. Il fournit, avec un champ de 5 à 8 microvolts par mètre, une réception suffisante pour actionner les « indicateurs de route » (Voir *Onde électrique*, avril 1929, 143) ce qui donne aux radiophares une portée utile de 150 à 250 milles. Toutefois, pour éviter les perturbations électriques des magnétos, tout le système d'allumage doit être mis sous écran ; l'auteur donne des renseignements quantitatifs intéressants sur l'efficacité de cette précaution.

P. DAVID.

DIVERS

Oscillateurs à Magnétostriction; Georges W. PIERCE, *Proc. Inst. Rad Eng.*, **17**, janvier 1929, 42-88.

Le barreau magnétique supporté en son milieu est placé sur l'axe de deux bobines formant les circuits de plaque et de grille d'un triode. Un condensateur variable permet l'accord du circuit. Un milliampèremètre indique le courant de plaque (qui aimante le barreau) et par cela même la présence des oscillations. Il est à noter que le sens du couplage favorable est l'inverse de celui des oscillateurs habituels

La manœuvre du condensateur provoque l'amorçage des oscillations dont la fréquence reste la même dans une grande gamme de variation de la capacité Le courant de plaque est alors double ou triple du courant au repos

Il est possible de stabiliser par le barreau un circuit qui oscillerait sans sa présence. Cela est préférable pour les fréquences comprises entre 3.000 et 300.000 p : s (la gamme totale va de quelques centaines à 2 millions).

Le choix du métal a une grosse importance ; il doit présenter un effet magnétostrictif considérable et une fréquence aussi indépendante que possible des diverses variables (en particulier la température). Divers alliages sont intéressants, en particulier le nichrome. Certains fournissent une grande puissance. Les oscillations couramment employées sont longitudinales ; les oscillations de torsion ont pu être mises en évidence. Si le barreau n'est pas aimanté, la fréquence est double de celle que l'on obtient lorsqu'il est aimanté. L'aimantation nécessaire est généralement très faible.

L'auteur décrit une collection de barreaux et de tubes donnant des fréquences de 1 000 à 1 500 000 p : s. Il montre la relation entre la fréquence et la vitesse du son dans le métal. Il indique l'influence de l'amortissement sur la fréquence. Les tensions de batteries et les valeurs des inductances ont une influence très faible Le coefficient de température du nichrome est d'environ 1/10 000 par degré. Par rapport à un oscillateur à quartz, on peut considérer que la stabilité de la fréquence est analogue. L'oscillateur est généralement suivi d'un amplificateur. Pour l'étalonnement, on se sert de deux oscillateurs, dont l'un est l'étalon. Les battements permettent la mesure, grâce à une horloge à roue phonique. L'oscillateur réglable est amené à environ 1 000 p : s sur un sous-harmonique de l'autre. L'horloge ferme périodiquement un contact qui permet la comparaison avec une pendule astronomique.

La méthode a été appliquée à l'étalonnement absolu d'un oscillateur à quartz. Un fréquencemètre de basse-fréquence à pont servait à mesurer la hauteur des battements. Son étalonnement a été effectué par harmoniques à partir d'un oscillateur à magnétostriction. Pour étalonner un ondemètre on utilise un oscillateur auxiliaire et la méthode des courbes de Townsend (1)

L'auteur s'est servi de ses oscillateurs pour mesurer la vitesse du son dans des alliages de diverses compositions. Il en a déduit le module de Young. Les variations de la vitesse et du coefficient de température pour la fréquence avec la composition fournissent des résultats intéressants Il est possible de rendre, par combinaison, le coefficient de température extrêmement petit.

La méthode a été utilisée également à l'étude des ondes ultrasonores fournies par le barreau.

L'auteur donne une théorie mathématique assez développée de magnétostriction dynamique et de la propagation du son dans les milieux magnétostrictifs visqueux.

B. DECAUX.

(1) Pour une méthode analogue, *cf. Onde Electrique*, sept. 28, page 45 A.

Digitized by Google

J. GROSZKOWSKI

Traduit du polonais par

M. TEYSSIER, Ingénieur-électricien

LES LAMPES A PLUSIEURS ÉLECTRODES ET LEURS APPLICATIONS

Préface de René MESNY

ÉMISSIONS D'ÉLECTRONS PAR LES CORPS INCANDESCENTS

LA LAMPE CATHODE A DEUX ÉLECTRODES

(Exemples numériques de calculs de lampe à deux électrodes)

LA LAMPE CATHODE A TROIS ÉLECTRODES

(Exemples de calcul de lampes à trois électrodes)

FONCTION DÉTECTRICE DE LA LAMPE CATHODE A TROIS ÉLECTRODES

(Exemples de calcul d'établissement de détecteur à lampes)

FONCTION AMPLIFICATRICE DE LA LAMPE CATHODE A TROIS ÉLECTRODES

(Exemples de calculs et de projets d'amplificateur)

FONCTION GÉNÉRATRICE DE LA LAMPE CATHODE A TROIS ÉLECTRODES

(Exemples de calculs et de projets d'émetteur à lampes)

Prix : 40 francs

Etienne CHIRON, Editeur, 40, rue de Seine, PARIS, (VI^e^)

Digitized by Google

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

MESURES

Quelques applications pratiques des résonateurs à quartz; G.-W. Cobbold et A.-E. Underdown, *I. E. E. Wir. Proc.*, 3, septembre 1928, 151-167.

Les auteurs rappellent d'abord les usages généraux des quartz en radio-électricité : étalons de fréquence, stabilisateurs, etc., ainsi que les divers modes de taille et de montage. Ils signalent que les méthodes de mesure basées sur un diapason en élinvar, semblent plus précises, sauf pour les fréquences très élevées

Des résultats d'expériences indiquent l'influence sur la fréquence des différentes variables : épaisseur de la lame d'air, capacité et inductance des circuits, tensions des batteries, température, changement de lampe. Un montage a été utilisé, dans lequel 6 cristaux de fréquences progressives étaient fixés entre deux électrodes communes ; le choix de la fréquence était obtenu par le réglage des inductances. Un amplificateur élevait la puissance à 25 watts. La fréquence était mesurée au moyen d'un ondemètre à multivibrateur du type du N. P. L. par la méthode des doubles battements.

Les auteurs ont employé un résonateur à quartz connecté aux bornes d'un ondemètre à néon (extinction due à la « crevasse »). Ici encore le résonateur peut contenir plusieurs quartz. Un autre ondemètre hétérodyne (100-4800 m.) était utilisé en connexion avec un oscillateur à 7 quartz (de 1000 à 1800 m.). Il a été monté également un ondemètre hétérodyne (100 4800 m.) en connexion avec un quartz de 400 m. dont on isolait les harmoniques 2 et 4. Enfin un « multivibrateur à quartz » a été réalisé, contenant un oscillateur de 300 m., un sélecteur d'harmoniques et un amplificateur d'écoute. Sa gamme descend jusqu'à 15 m.

Cette étude est suivie d'une très intéressante discussion. B. Decaux.

Le coefficient de température des résonateurs à quartz; F. Gerth et H. Rochow, *E. N. T.*, **5**, décembre 1928, 549-551.

Les coefficients de température indiqués jusqu'ici varient notablement d'un auteur à l'autre. MM. Gerth et Rochow ont opéré sur des quartz argentés montés dans le vide et ont trouvé environ 60.10^{-6} par degré.

B. Decaux.

PROPAGATION

L'étude de l'évanouissement des signaux, E.-V. Appleton, *I. E. E. Wir. Proc.*, **3**, septembre 1928, 168-181.

Les ondes revenant de la couche de Kennely-Heaviside sur le sol sont caractérisées par leur phase et leur polarisation. On peut établir des relations entre l'intensité de jour (onde de sol) et l'intensité de nuit (onde réfléchie). La méthode employée par l'auteur, depuis déjà longtemps, consiste à observer les interférences entre les deux ondes lorsque l'on fait varier légèrement la longueur d'onde (environ 400 m.). Un amplificateur à résistances attaque un volmètre à triode qui actionne le galvanomètre enregistreur. L'emploi successif d'un cadre et d'une antenne permet l'exploration des champs magnétique et électrique. Les résultats obtenus indiquent que les évanouissements sont produits par les ondes variables venues de la haute atmosphère ; la hauteur équivalente de la couche ionisée varie beaucoup et vite, surtout aux lever et coucher du soleil ; les évanouissements sont dus plutôt aux variations d'intensité qu'aux variations de phase ; la polarisation est circulaire gauche.

A l'occasion de l'éclipse du 29 juin 1927, des expériences spéciales ont été réalisées. Des comparaisons furent faites avec les jours précédents et suivants, et montrèrent l'influence considérable de l'éclipse.

Digitized by Google

SILICE PURE FONDUE SiliS SILICE PURE FONDUE

"SiliS"

est, de tous les isolants, celui qui s'échauffe le moins dans un champ de haute fréquence

Silis transparente.	1
Silis opaque	2,5
Porcelaine	25
Verre.	11 à 25
Ebonite	18 à 25
Bakélite	100

Pertes comparées d'énergie dans quelques diélectriques usuels

QUARTZ ET SILICE

TÉL. { Anjou 10-99 / Inter. . 214
Adresse télégraphique : Siliquartz-Paris 123

Siège Social : 8, rue d'Anjou, PARIS-VIII^e^

Usine à Saint-Pierre-les-Nemours

R. d. C Seine 206.183

« *La Société dite* : **"Wired Radio - Incorporated"** « *résidant à New-York (Etats-Unis d'Amérique du Nord), titulaire du brevet français suivant : N° **627.213** (Système de contrôle à cristal piezo-électrique) offre de vendre ce brevet, ou d'en concéder licence.* »

« *Adresser toutes propositions ou demandes de renseignements à* **John B. Brady**, Dr Counsellor at Law Ouray Building. — *WASHINGTON D.C. (Etats-Unis d'Amérique du Nord).* »

Pour paraître prochainement :

LES SOLUTIONS MODERNES DU PROBLÈME DE L'ALIMENTATION DES POSTES DE T.S.F.

par

P. HÉMARDINQUER

PRIX : 15 Francs

Étienne CHIRON, Éditeur
40, rue de Seine, PARIS

Digitized by Google

Plusieurs points de cette communication ont fait l'objet d'une discussion.

B DECAUX.

Mesures de « fading » aux Indes sur PCJJ, T. S. ; RANGACHARI, *Exp. Wir.*; **5**, septembre 1928, 501-502.

Un récepteur autodyne fournit un courant musical qui est redressé et mesuré. Des précautions spéciales évitent les courants parasites. On a observé un fading rapide superposé à des variations lentes, mais pas d'extinction.

DACAUX.

RÉCEPTION

L'inductance optimum des transformateurs, G. PFEIFER, *El. Nachr. Techn.* **6**, avril 1929, 157 = 161.

Dans la théorie du transformateur idéal, on admet que l'impédance Z_1 du primaire se réduit à une inductance L_1. ω, très grande par rapport à la résistance extérieure R_1 et par rapport à la résistance intérieure r_1 de l'enroulement.

L'auteur cherche ce qui arrive lorsque ces conditions simplistes ne sont pas vérifiées.

Pour un transformateur de rapport 1 en posant $\frac{r_1}{L_1} = \tau_1$, il montre que la condition suivante donne le meilleur rendement :

$$\frac{L_1}{R_1} = \frac{1}{\sqrt[3]{4\omega^2\tau_1}}.$$

Pour un transformateur de rapport différent de l'unité, on peut généralement admettre que

$$\frac{L_1}{R_1} = \frac{L_2}{R_2} \quad \text{et} \quad \tau_1 = \tau_2;$$

par suite la condition ne change pas, et se trouve automatiquement réalisée au secondaire si elle l'est au primaire.

Enfin si τ_1 est différent de τ_2, il suffit de remplacer, dans la formule, τ_1 par leur moyenne arithmétique.

P. DAVID.

L'amplification périodique en haute-fréquence avec les lampes modernes; F. L. D., *Wir. World.* **24**, 13 février, 1927, 173-174.

Pour amortir les circuits, tout en gardant une amplification intéressante, l'auteur préconise l'emploi de tubes ayant une résistance interne de 7,500 Ω et un coefficient d'amplification de 15. Des courbes montrent les résultats atteints.

B DECAUX.

EXPLOITATION. APPLICATIONS

Fonctionnement de plusieurs stations de radio-diffusion sur une longueur d'onde commune; P.-P. ECKERSLEY, A.-B. HOWE, *Proc. Wir. Sect. Inst. El. Eng.*, **4**, juin 1929, 81-98.

L'emploi d'une seule onde pour la transmission simultanée par plusieurs stations, a été préconisé depuis plusieurs années, en raison de l'encombrement de la gamme. Il est pratiquement réalisé depuis peu en Angleterre, où les stations de Edinburgh, Hull, Bradford et Bournemouth transmettent le même programme sur la même fréquence 1.040 kc

L'article et la discussion ultérieure, exposent les avantages et les limites du procédé. Voici les principales conclusions :

1° Lorsque deux (ou plusieurs) stations emploient la même longueur d'onde, le service est bon à proximité de chacune, mais il existe une zone intermédiaire étendue dans laquelle la réception est généralement mauvaise.

2° Il est essentiel de déterminer le rayon d'action normal de chaque station ; c'est difficile, parce que les lois de la propagation sont mal connues, surtout en ce qui concerne le rayon réfléchi sur la haute atmosphère Cependant on peut lui attribuer une intensité de 0,02 à 0,1 millivolt (pour une puissance rayonnée de 1 kw).

3° Dès lors, le brouillage mutuel dépend beaucoup de la manière dont les stations fonctionnent.

Si elles sont parfaitement synchronisées, et envoient le même programme, on peut admettre que la réception est bonne tant que le champ de l'une est plus de 5 fois supérieur à l'autre. Dans ces conditions, tant que leur distance n'excède pas 300 km, la zone desservie par chacune, s'étend à peu près sur le quart de cette distance.

Si le synchronisme est approché seulement à quelques millionièmes, les résultats sont un peu moins bons,

Digitized by Google

DIÉLECTRIQUES ET ISOLANTS

PAR

J.-B. WHITEHEAD

Doyen de l'Ecole des Ingénieurs
Professeur d'Electricité appliquée à l'Université John Hopkins
Professeur américain d'échange auprès des universités françaises 19 6-27
Fellow. American Institute of Electrical Engineers

Un volume de 180 pages contenant 61 figures, tableaux et graphiques

Prix : **30** francs - Franco : **32,50**

Etienne CHIRON Editeur.
40, rue de Seine, PARIS

Digitized by Google

C'est le cas des stations britanniques, réglées séparément par diapasons, et dont le rayon d'action est de l'ordre de 10 ou au maximum 20 km.

Enfin les résultats sont franchement mauvais si les stations sont mal synchronisées ou transmettent des programmes différents : quelle que soit leur distance, la portée de chacune peut être inférieure à 1 km (cas de Bradford lorsque cette station travaillait sur la même longueur d'onde que d'autres stations européennes).

4° Par suite, l'emploi normal du procédé doit être restreint aux stations d'un même pays, manœuvrées par la même compagnie. Il permet alors de procurer un excellent service à des villes isolées ; on le combinera avec un poste puissant qui assurera le service dans les campagnes La totalité d'un pays peut alors être bien desservie avec deux ondes seulement

5° Enfin, contrairement à ce qu'on aurait pu supposer, la réception à très grande distance du groupe de stations demeure possible.

P. David.

Construction des antennes d'émission pour les stations de radio-diffusion ; P.-F. Eckersley, T.-L Eckersley, H.-L. Kirke, *Proc. Wir. Sect. Inst. El. Eng.* **4**, juin 1929, 51-70.

Si l'on admet qu'en radio-diffusion, l'onde transmise au ras du sol est seule intéressante, et que les ondes réfléchies dans la haute atmosphère sont nuisibles en raison de leur irrégularité, alors il est intéressant de rayonner le plus possible d'énergie dans un plan horizontal.

Il faut pour cela augmenter la hauteur de l'antenne ; un calcul simple montre, qu'en la portant de $\lambda/4$ à $\lambda/2$ on réalise un gain de 40 o/o en énergie ; les auteurs ont fait l'expérience avec une antenne suspendue à un ballon captif ; le renforcement du champ a été très net ; par contre les évanouissements (fading) n'ont pas sensiblement diminué.

Les auteurs donnent quelques suggestions pour la réalisation d'antennes encore plus hautes ; mais cela ne semble guère pratique sur des ondes de 200 à 600 mètres.

Ils passent ensuite à un sujet complètement différent, qui est l'étude expérimentale de la propagation des ondes le long du sol. Ils ont fait un grand nombre de mesures sur diverses longueurs d'onde et ils en donnent les résultats moyens sous forme de courbes ; ils les comparent avec la formule de Sommerfeld en prenant la conductibilité du sol égale à 10-13 C. G. S.

Leur travail permet à la B. B C. de prédire le champ produit par un émetteur de puissance et de hauteur donnée, à toutes distances pratiques. Malheureusement on ne sait pas trop quelle intensité est nécessaire aux auditeurs.

Une discussion assez nourrie a suivi la présentation de ce travail à l'*Inst. El. Eng* ; on peut en retenir que les présents résultats confirment et complètent ceux antérieurs de Barfield (*Onde électrique*, février 1928 p. 12-A) ils sont d'autre part confirmés par des expériences faites en Allemagne et qui ont manifesté la supériorité des hautes antennes.

P. David.

Limites d'audibilité et conditions optima de trafic par ondes courtes sur les lignes transocéaniques E Quick et H. Mögen, *E N T.*, **45**, décembre 1928, 542-549.

De nombreux tableaux en couleurs représentent les variations de l'audibilité à Geltow des principaux postes commerciaux lointains en fonction de l'heure et du mois. Une teinte spéciale indique l'intensité relative de l'écho tour du monde. Les stations étudiées sont New-York, Buenos Ayres, Rio de Janeiro, Moukden, Manille, Sydney, Bangkok, Bandoëng

La plupart du temps deux longueurs d'ondes suffisent à assurer un trafic de 24 heures.

B Decaux.

MATÉRIEL

Applications des abaques à alignement aux caractéristiques de lampes ; M. Reed, *Exp. Wir.* **5**, octobre 1928, 571-574.

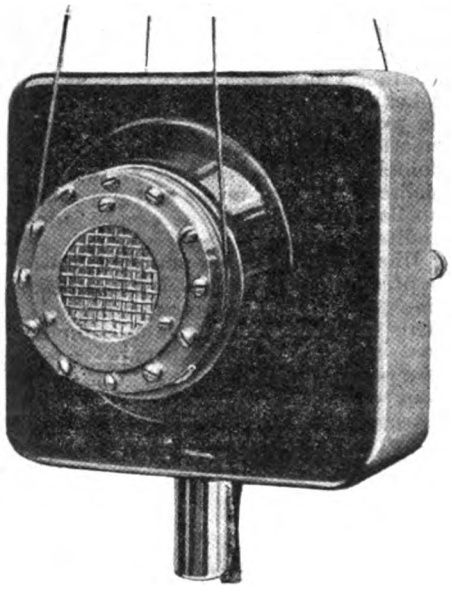
L'équation représentée par le monogramme est celle de Van de Bijl

$$I_p = \alpha\left[\frac{Ep}{\mu} + Eg + e\right]^\beta$$

On obtient ainsi l'une des trois gran-

Digitized by Google

MICROPHONE ÉLECTROSTATIQUE



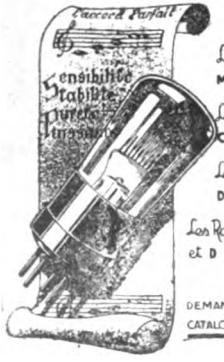
Système
" JENKINS & ADAIR "
pour
radiodiffusion
de " Haute Qualité "

Établiss^ts G. I. KRAEMER
16, rue de Chateaudun
— ASNIÈRES —

Téléphone : WAGRAM 86-72
GRÉSILLONS 12-48
— 12-49

UN JEU DE LAMPES

RADIOFOTOS...



Les oscillatrices M 40 et M X 40 sont SENSIBLES
Les moyennes fréquences C 9 et C 25 sont STABLES
Les détectrices Radiofotos et la D 15 sont puissantes et PURES
Les Radiofotos lampes fréquences type D 9 et D 5 et les trigrilles D 100 sont PUISSANTES

DEMANDER LES NOTICES EXPLICATIVES ET LE CATALOGUE GÉNÉRAL DES LAMPES RADIOFOTOS

...VOUS DONNE ENFIN
L'ACCORD PARFAIT

Guide du Candidat

OPÉRATEUR RADIOTÉLÉGRAPHISTE

DES STATIONS MOBILES
NAVIRES — AVIONS — TRANSPORTS
POSTES RADIOTÉLÉPHONIQUES

PAR

Auguste PLANE et Maurice GOUDONNET

Nouveau programme des Examens.

Prix : 5 francs.

Etienne CHIRON, Editeur,
40, rue de Seine, PARIS

Digitized by Google

deurs Ip, Ep, Eg, en fonction des deux autres

Nous ne pensons pas que l'avantage de cette méthode sur l'emploi d'un réseau ordinaire compense la complication d'établissement de l'abaque.

B. DECAUX.

La représentation algébrique des caractéristiques de triodes; W. A. BARCLAY, *Exp. Wir.* **6**, avril 1929, 178 183.

L'équation de base $i_a = f(V_L)$ dans laquelle V_L (tension réduite) est égale à $V_a + \mu V_g$. Il faut tenir compte du courant de saturation. On pose donc $i_a = I_s(1 - A - V_L^B)$, et on étudie une fonction logarithmique contenant la pente. Cela permet de déterminer les constantes A et B. Cette équation peut également être utilisée pour la représentation des courbes ordinaires en V_a ou V_g. L'emploi d'un abaque à alignement simplifie les opérations (*Voir analyse précédente*).

B. DECAUX

Surtensions dans les filtres d'alimentation; A. G. WARREN, *Exp. Wir.* **5**, novembre 1928, 601-606.

L'auteur a étudié les surtensions et les oscillations qui se produisent à la mise en service et à l'arrêt des dispositifs d'alimentation à filtres. L'allure des phénomènes dépend naturellement de la valeur des inductances et capacités employées, ainsi que du débit. A valeur égale du produit LC, il y aurait une valeur optimum de $\frac{L}{C}$ pour laquelle la surtension est la plus faible.

B. DECAUX

Sur le rayonnement sonore des diaphragmes de haut-parleur. G.-W.-O. HOWE, *Exp. Wir.*, **6**, avril 1929, 177.

L'auteur rappelle sommairement les résultats de Rohleigh, Meyer, etc., sur la vibration des diaphragmes. L'énergie sonore est rayonnée en un faisceau d'autant plus étroit, que la fréquence est plus élevée, et le diamètre du diaphragme plus grand.

Il en résulte que dans la mesure où les « diffuseurs » sont rigides et vibrent d'une seule pièce comme des pistons, ils ont un pouvoir directif fonction de la fréquence, et par suite le timbre du son reproduit, dépend de la position de l'auditeur.

Les références bibliographiques essentielles sont données pour finir

P. DAVID.

DIVERS

Sur la rédaction des articles scientifiques; F.-M. COLEBROOK, *Exp. Wir.* **6**, juin 1929, 301-306.

En parcourant la littérature scientifique et technique, l'auteur s'est efforcé de dégager les caractères qui rendent agréable et profitable, la lecture d'un travail quelconque.

D'abord, les variables essentielles du problème doivent être mises en évidence et bien isolées, jusqu'aux éléments les plus simples (ceci nous paraît devoir précéder non seulement la rédaction, mais surtout l'exécution même du travail).

Ensuite, les énoncés doivent être aussi généraux que possible, sans toutefois, atteindre un tel degré d'abstraction qu'un travail plus grand soit nécessaire pour ramener les cas particuliers au cas général, que pour les traiter séparément.

Il est également indispensable de conserver le sens physique des expressions analytiques trouvées; « les mathématiques » ne sont pas faites « pour cacher la physique ».

Un plan d'ensemble logique doit manifester dans l'exposé l'unité et l'enchaînement des parties.

Enfin, le style doit être clair et concis. Il n'y a pas de raison pour qu'un article scientifique dans le fond ne soit pas esthétique par la forme. Malheureusement, avoue l'auteur, de tels articles « sont inexistants en langue allemande, rares en anglais, et à peine moins rares en français ».

P. DAVID.

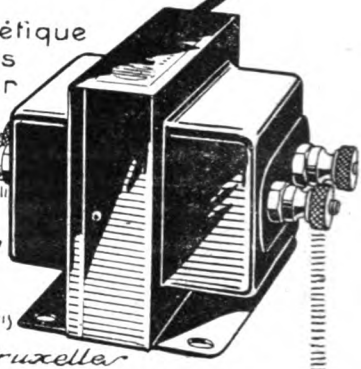
PETITES ANNONCES

Les Postes de T. S. F. **PHAL**, 7, rue Darboy, recherchent un chef de fabrication ayant une grande habitude de la construction des postes récepteurs et amplificateurs.

Digitized by Google

LES TRANSFORMATEURS CROIX

en carter non magnétique
se vendent dans
le Monde entier
500.000
en service



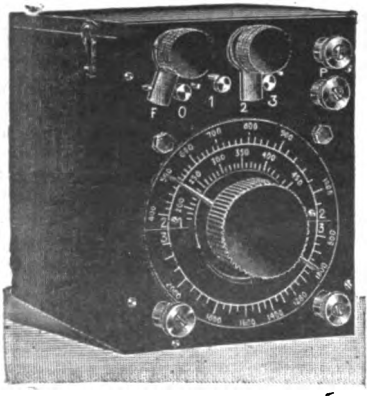
CONSTRUCTIONS
ELECTRIQUES "CROIX"
3, rue de Liége - PARIS
(teleg: Rodisolor PARIS)

AGENCES à : Amsterdam, Bruxelles
Budapest, Copenhague, Lisbonne, Londres
Prague, Oslo, Stockholm, Varsovie, Vienne, Zurich

Publicité G. Cordonnier

Téléphone : SÉGUR 73-44
R. C. Seine 22.262

Modèle G. C.



De 10 à 550 mètres.

LA PRÉCISION ÉLECTRIQUE

(Anciens Établissements HORY)

10, rue Crocé-Spinelli, PARIS-14e

Fournisseurs des Administrations de l'État et des Gouvernements étrangers

GRAND PRIX AU CONCOURS DE T. S. F. 1922

Ondemètres munis de la méthode de zéro
Système H. ARMAGNAT (Brevets S. G. D. G.)

Ondemètres à selfs inductances interchangeables
(Type G. de 100 à 5.000 mètres et type G. C. de 10 à 550 mètres.)

Ondemètres Controlo
(De 100 à 1.200 mètres et de 200 à 2.000 mètres.)

RÉCEPTEURS RADIOTÉLÉPHONIQUES

Condensateurs variables à air pour réception

Condensateurs variables à air pour haute tension

Condensateurs fixes sous ivorine et sous tube

Résistances sous tube

Transformateurs, Détecteurs, Pièces détachées

Digitized by Google

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

MESURES

La mesure courante de la fréquence des stations de radiodiffusion, H. L. Bogardus et C. T. Manning, *Proc. Inst. Rad. Eng.* **17**, juillet 1929, 1225-1239.

Le service radioélectrique du Département du Commerce, vérifie périodiquement la fréquence des stations de radiodiffusion par une méthode de battements; la méthode d'absorption précédemment employée était devenue insuffisamment précise. Les fréquences officielles étant des multiples entiers de 10 kp : s la méthode actuelle comprend les opérations suivantes :

1) accord, par extinction de battements, d'un oscillateur local avec l'onde à mesurer;

2) mesure de la fréquence de l'oscillateur avec le « fréquencemètre » ;

3) opérations analogues, l'onde à mesurer étant remplacée par l'harmonique d'un générateur à 10 kp : s correspondant à la fréquence officielle.

L'extinction des battements est observée auditivement et visuellement (détecteur et microampèremètre). Le générateur à 10 kp : s est un multivibrateur synchronisé par un oscillateur à quartz de 90 kp : s. Le fréquencemètre comprend une capacité variable avec deux inductances interchangeables montées sur cylindres de pyrex ; l'indicateur de résonance (détecteur et microampèremètre avec couplage mixte inductif et capacitif) permettrait de déceler 30 p : s à une fréquence de 1000 kp : s. Le couplage avec l'oscillateur est très lâche.

L'interpolation linéaire fournit une approximation suffisante et l'ensemble permet des vérifications à moins de 1/10.000 près.

B. Decaux

Un étalon de fréquence de haute précision, W. A. Marrison, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, juillet 1929, 1103-1122.

L'ensemble comprend 4 oscillateurs piézoélectriques spéciaux avec horloge synchrone ; les oscillateurs peuvent être comparés à 1/100 000 000 près et l'erreur absolue serait inférieure à 1/1.000.000.

La forme des quartz a été étudiée de façon que le coefficient de température, par couplage de vibrations dont les coefficients sont de signes contraires, soit aussi faible que possible (1/1.000.000 par degré) et l'amortissement minimum ; cette forme est celle d'un anneau vertical reposant sur une arête intérieure. Les électrodes sont supportées par du pyrex pour que l'intervalle d'air ne varie pas avec la température ; le tout est placé sous une cloche où l'on fait un vide partiel.

Electriquement le quartz est monté entre grille et filament d'un triode comportant un circuit oscillant de plaque. Trois lampes, avec couplage lâche, permettent d'alimenter trois circuits séparés sans risques de réactions. Un petit condensateur variable en parallèle sur le quartz, permet de régler très finement sa fréquence.

Cet oscillateur à 100 000 p : s synchronise un oscillateur à 10.000 p : s, qui commande à son tour un oscillateur à 1 000 p : s; celui-ci entraîne un moteur synchrone portant un mouvement d'aiguilles d'horloge, deux générateurs à 100 et 10 p : s et un contact à la seconde. L'étalonnement est fait par rapport aux signaux horaires.

Pour augmenter la précision 3 oscillateurs identiques peuvent être comparés à un quatrième dont la fréquence est différente (1/1.000 000). Les battements produits sont comptés automatiquement pendant 1000 s par une machine à calculer électrique qui imprime le nombre de battements dus à chaque quartz et la moyenne des trois. Pour des comparaisons plus précises, on utilise un système chronophotographique qui permettrait de déceler des différences de 1/10.000.000.000.

B. Decaux.

Digitized by Google

SILICE PURE FONDUE SiliS SILICE PURE FONDUE

"SiliS"

est, de tous les isolants, celui qui s'échauffe le moins dans un champ de haute fréquence

Silis transparente	1
Silis opaque	2,5
Porcelaine	25
Verre	11 à 25
Ebonite	18 à 25
Bakélite	100

Pertes comparées d'énergie dans quelques diélectriques usuels

QUARTZ ET SILICE

TÉL. Anjou 10-99 Inter. 214
Adresse télégraphique : Siliquartz-Paris 123

Siège Social : 8, rue d'Anjou, PARIS-VIII[e]
Usine à Saint-Pierre-les-Nemours

R. d. C. Seine 206.183

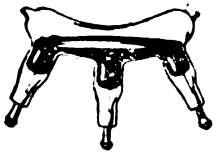
SOCIETÉ DE RECHERCHES ET DE PERFECTIONNEMENTS INDUSTRIELS

SRPI

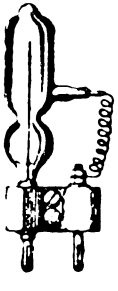
S7, Avenue du Président-Wilson
PUTEAUX (Seine)

INTERRUPTEURS A MERCURE

TÉLÉRUPTEURS CONJONCTEURS



DÉMARREURS
THERMOSTATS
MINUTERIES
RÉGULATEURS



Téléphone Wagram 94-37 / Puteaux 397

Registre du Commerce N° 117 047

LES CELLULES PHOTOÉLECTRIQUES & LEURS APPLICATIONS

AMPLIFICATEURS TÉLÉVISION

DISQUES PERFORÉS
CHRONOGRAPHES
LUXMÈTRES

Optique générale
Taille de lentilles, glaces, prismes, etc.

Digitized by Google

Comparaisons internationales d'étalons de fréquences; E. Giebe et A. Scheibe, *Zeit. für. Hochfr. Techn.*, **5**, mai 1929, 176-180.

Les comparaisons étaient effectuées autrefois en mesurant la fréquence des grandes stations. De 1925 à 1927, le Bureau of Standards fit circuler des oscillateurs à quartz dans les laboratoires nationaux. En 1926 et 1927, le Physikalisch-Technische Reichsanstalt opéra de même avec des quartz à luminescence.

L'ondemètre étalon du P. T. R. comporte plusieurs inductances amovibles et des condensateurs fixes à air en décades avec un condensateur variable. Une installation de mesures absolues par harmoniques d'alternateur ou de diapason permet de l'étalonner. L'indication de la résonance est fournie par un détecteur et un galvanomètre, avec couplage très lâche; il est alors nécessaire d'employer un oscillateur auxiliaire puissant; pour les fréquences élevées, on se sert des harmoniques d'un autre oscillateur intermédiaire.

Les premiers quartz américains n'avaient pas de thermostat; leur coefficient de température était de 3 à 5.10^{-5} par degré; les erreurs moyennes atteinrent $4,7\ 10^{-4}$. Les quartz à thermostat donnèrent lieu à des mesures très supérieures, l'erreur moyenne n'étant que de $0,4.10^{-4}$.

Les quartz à luminescence dans l'hélium-néon étaient montés aux bornes d'une inductance de couplage dont la position devait être soigneusement réglée. L'erreur moyenne varia de 0,4 à $1,3\ 10^{-4}$.

En résumé, les étalons des divers laboratoires coïncident en gros à 1/25000 près. Les oscillateurs à quartz doivent être munis d'un thermostat; les quartz à luminescence n'en nécessitent pas.

B. Decaux.

La mesure des longueurs d'ondes des stations de radiodiffusion, R. Braillard et E. Divoire, *Exp. Wir.*, **6**, août 1929, 412-421.

Le laboratoire de l'Union Internationale de Radiodiffusion à Bruxelles procède à la mesure régulière des longueurs d'ondes des stations européennes.

La longueur d'onde est mesurée par battements avec un ondemètre-hétérodyne. Le modèle en a été étudié très soigneusement pour que la précision des mesures atteigne le 1/10.000 cherché. Quatre ondemètres hétérodynes ayant chacun 3 gammes couvrent la bande 200-545 m. Les appareils sont construits sur les mêmes principes que les ondemètres précédemment décrits (*O. E.* août 1927): condensateurs cylindriques, inductances très rigides, boitiers métalliques. Le condensateur porte une démultiplication avec vernier et loupe. L'insertion d'un condensateur shunté dans le circuit de grille a permis d'atteindre une constance suffisante de la fréquence en fonction des tensions de batteries. L'influence de la température a été également étudiée.

Ces ondemètres sont périodiquement réétalonnés par rapport aux harmoniques d'un diapason entretenu (multivibrateur synchrone, hétérodyne réglée). Un quartz luminescent permet de discriminer le rang de l'harmonique.

100 à 150 mesures sont effectuées tous les soirs durant 4 heures environ. D'autres mesures ont été exécutées pour mettre en évidence les petites variations rapides de la fréquence dites « scintillation ». La méthode est celle des doubles battements avec un diapason entretenu, par enregistrement des battements lents et d'un pendule

B. Decaux.

PROPAGATION

Une nouvelle méthode pour déterminer la hauteur de la couche de Kennelly-Heaviside; C.-B. Miller et E.-R. Heutschel, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, juin 1929, 1034-1041.

On enregistre les signaux d'un émetteur placé sur un avion; la courbe obtenue présente des maximum et minimum correspondant aux franges d'interférence produites entre les rayons partis des points successifs du trajet de l'avion. Une formule simple fournit la hauteur de la couche réfléchissante en fonction de la distance et de la vitesse radiale de l'avion, la longueur d'ondes et la fréquence des variations d'intensité. Les enregistrements reproduits montrent très nettement le parti que l'on peut tirer de cette méthode originale.

B. Decaux.

Digitized by Google

6e SALON ANNUEL DE LA T. S. F.

STAND « SICRA »

Les précédentes expositions de la « SICRA » nous ont habitués à admirer un matériel parfaitement étudié et répondant entièrement aux goûts de la clientèle française.

La grande usine de Malakoff expose cette année une gamme très complète de récepteurs et l'on ne sait ce que l'on doit le plus admirer de l'élégante simplicité de la présentation ou du fini de la construction.

Nous recommandons aux visiteurs de s'arrêter devant les châssis de série qui montrent bien jusqu'à quel point la « SICRA » a poussé l'étude de ces récepteurs.

On retrouve d'autre part, en pièces détachées vendues à des prix relativement bas, les éléments constitutifs des appareils exposés.

Le SICRA SECTEUR est certainement le clou de cette exposition, il représente la solution la plus complète du poste alimenté par le secteur, car il peut fonctionner indifféremment sur cadre ou sur antenne.

Muni de dispositifs auto-régulateurs de tension, il reste indifférent aux variations de tension des secteurs. Sa sélectivité est extrême et sa puissance considérable.

Les postes de luxe : SICRA IV, poste à 4 lampes fonctionnant sur antenne ; le SICRA VII, changeur de fréquence à 7 lampes et le poste MEUBLE, sont bien connus des amateurs.

Enfin, devant la demande de la grosse majorité de sa clientèle, le « SICRA » poursuit en l'améliorant encore la fabrication de ses récepteurs populaires : SICRA JUNIOR (poste fonctionnant sur antenne à 495 fr.), SICRA SENIOR (changeur de fréquence à 6 lampes à 700 fr.).

Ce sont vraiment des postes à la portée de toutes les bourses, ce qui ne les empêche pas d'être des appareils excellents.

Enfin, le SICRA PORTABLE complète très heureusement cette série intéressante de récepteurs.

STAND « SIF »

La Société Indépendante de Télégraphie sans Fil, 76, route de Châtillon, à Malakoff (Seine), expose à son Stand du matériel d'émission et de réception comprenant des modèles de postes de types très divers et d'une présentation particulièrement industrielle.

Nous avons remarqué en particulier :

Un ensemble émetteur mixte « ondes longues-ondes courtes », de télégraphie et de téléphonie sans fil, de 500 watts, construit pour le Ministère des Colonies ;

Un ensemble d'émission avec groupe convertisseur construit pour notre Marine nationale dont l'encombrement est particulièrement réduit et ses machines bien protégées contre l'humidité.

Des ensembles émetteurs-récepteurs d'avions, construits pour le Ministère de l'Air, à ondes longues et à ondes courtes, d'une construction légère bien que très robuste ;

Un récepteur en coffret blindé, permettant de parcourir la gamme 100-1500 mètres en une seule échelle ;

Digitized by Google

Quelques observations d'évanouissements à courte période; T. PARKINSON, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, juin 1929, 1042-1061.

Des enregistrements simultanés d'une même station de radiodiffusion ont été effectués avec divers aériens voisins : antenne verticale, cadre dirigé sur l'émetteur ou à angle droit, système antenne-cadre (pour éliminer l'onde de sol). De nombreux oscillogrammes représentent les variations d'intensité simultanément dans deux aériens. De leur comparaison, l'auteur tire les conclusions suivantes.

Le rayon indirect subit des variations d'intensité avant d'atteindre le récepteur. L'interférence entre les rayons direct et réfléchi peut diminuer et même annuler la réception. Il semble qu'il se présente des changements de direction. Les fluctuations de la hauteur de la couche sont évidentes, mais ne paraissent pas produire d'évanouissements. Le plan de polarisation du rayon réfléchi présente des rotations importantes. Les rayons réfractés peuvent suivre des chemins multiples. Il serait intéressant d'étendre le champ des recherches sur ces sujets, ainsi que les moyens mis en œuvre.

Un appendice rappelle sommairement les conclusions des travaux antérieurs.

B. DECAUX.

Quelques expériences sur la transmission des ondes courtes à faible distance; J.-K. CLAPP. *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, mars 1929, 479-493. — D'après la théorie actuelle de la propagation, les ondes se réfléchissent sur la haute couche conductrice, tant que l'angle d'incidence est supérieur à une certaine valeur critique ; il en résulte (en faisant abstraction du rayonnement direct) une portée minimum ; angle critique et portée sont fonctions de la longueur d'onde.

L'auteur s'est proposé de vérifier ces vues en cherchant la longueur d'onde limite λ_c au-dessous de laquelle, pour une distance donnée, la communication devient impossible ; les expériences ont été faites à 55 milles ; l'onde étudiée était comparée avec une onde fixe éloignée de la limite. On a trouvé, suivant les jours et les heures, λ_c compris entre 28 et 53 m. Une étude ultérieure sur l'orientation de l'antenne a montré que le rayonnement à 65° de l'horizontale était le plus avantageux, ce qui confirme la réflexion sur une couche élevée.

P. DAVID.

Essais de portée avec des ondes de quelques centimètres. W. LUDENIA, *El. Nachr. Techn.* **6**, juillet 1929, 248-249.

L'auteur avait obtenu, au printemps 1928, des portées de 3 km sur ondes de 40 cm. : en juillet, il a réalisé la même portée avec ondes de 20 cm., et atteint 10 km en conservant la longueur d'onde 0,40 m.

L'émission était faite en ondes amorties (à fréquence super-audible dans le cas de la téléphonie). Pour la réception on employait soit une galène soit une lampe en montage Barkhausen-Kurz. Des miroirs paraboliques étaient utilisés aux deux stations.

Bien entendu ces portées supposent une propagation absolument directe et sans obstacle interposé, et les postes surélevés d'au moins 30 longueurs d'onde.

De telles ondes pourraient donc être employées pour phares, signaux de brume, etc.

P. DAVID.

RAYONNEMENT

Recherches sur les systèmes d'antennes dirigées pour ondes courtes; W. MOSER, *Zts. Hfr. Techn.*, **34**, juillet 1929, p. 19-26. — Compte rendu des essais entrepris par la Telefunken, en vue de déterminer l'efficacité de divers systèmes d'antennes pour l'émission sur ondes courtes de Berlin vers Buenos-Ayres. — On a d'abord étudié le dipôle horizontal ou vertical, à différentes hauteurs au-dessus du sol ; puis diverses combinaisons de rideaux projecteurs.

Les mesures comparatives faites à très courts intervalles ont montré un gain notable à la réception, permettant une augmentation de vitesse du trafic ; l'auteur pense que l'emploi de systèmes dirigés à la réception sera encore un très gros progrès, tant par l'augmentation du signal que par la réduction des parasites et des évanouissements.

P. DAVID.

Digitized by Google

Une génératrice d'alimentation entraînée par manivelle et construite pour la Radiotélégraphie militaire. Cette machine est contenue dans un coffre étanche en duralumin et permet d'alimenter, sans autre source, l'émission d'un petit poste transportable d'infanterie.

STAND « S. I L. A. »

La Société Indépendante des lampes Audion (SILA) a repris, depuis janvier 1929, les fabrications de lampes d'émission de la « SIF ». Ses usines et ses laboratoires, récemment construits, sont remarquablement outillés, tant au point de vue purement scientifique, qu'au point de vue puissance de production.

La « SILA » présente au salon de 1929 une gamme de modèles standard qui comporte, en particulier, les types suivants :

C — 1.000 Watts, B_2 — 250 Watts, A_2 — 75 Watts, R. C. T. — 30 Watts.

Pour toutes ces triodes, sauf la dernière, il existe dans chaque catégorie un type oscillateur et un type modulateur.

Les éléments de la C — 1.000 Watts, sont normalement fixés sur quartz, c'est dire que ces lampes conviennent particulièrement aux ondes courtes.

Pour les puissances inférieures, les électrodes sont montées, soit sur verre spécial, soit sur quartz, suivant que l'on destine les triodes aux ondes longues ou aux ondes courtes.

Nous avons remarqué en outre :

La triode type A_3, qui peut fournir une puissance utile haute fréquence de 40 Watts et dont le volume est extraordinairement réduit. C'est une lampe d'émission idéale pour petits postes transportables et postes d'avions.

La triode type A_4, spécialement destinée aux applications de la H. F. à la médecine et la chirurgie.

Les valves T. 501, qui peuvent fournir chacune une puissance redressée de 375 Watts, sont remarquables par leur faible chute interne et leur petit encombrement.

Enfin, la minuscule triode 915 a été étudiée spécialement pour le premier étage des amplificateurs ondes courtes stabilisés par quartz.

Tous ces modèles ne sont pas des improvisations hâtives, mais l'aboutissement de mises au point, d'améliorations successives faites sur des modèles en service depuis plusieurs années, dans les services de la Guerre, la Marine, l'Aéronautique, les P. T. T., etc... à raison de milliers d'exemplaires. C'est ce qui explique la progression régulière et le succès constant des fabrications de la « SILA ».

A PARAITRE PROCHAINEMENT :

LA TÉLÉVISION

Par E. AISBERG

Digitized by Google

Résistance de rayonnement des systèmes d'antennes dirigées; A.-A. Pistolkors, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, mars 1929, 562-579. — La résistance de rayonnement R des systèmes d'antennes (réflecteurs, projecteurs...) est mal connue. Cependant son calcul est possible, si l'on admet que la distribution du courant est sinusoïdale; il suffit en effet de calculer la f. e. m. induite sur un élément du système par tous les autres ; la composante de cette f. e. m., en phase avec le courant, donne lieu à une dissipation d'énergie qui est précisément le rayonnement (Brillouin, *Radio-Electricité*, avril 1922).

L'article donne ce calcul pour divers cas intéressants :

1° Cas de n fils parallèles écartés de $\frac{\lambda}{2}$ et vibrant en demi-onde.

Si les vibrations sont toutes en phase, la résistance de rayonnement de chaque fil décroît quand n augmente, et tend vers la limite 56 ohms.

Si les vibrations sont alternativement de phases opposées, la résistance individuelle croît avec n et dépasse 110 ohms.

2° Cas de fils parallèles décalés en hauteur.

3° Cas d'une antenne plus ou moins élevée au-dessus du sol : R décroît de 85 ohms à 56 ohms au fur et à mesure que le fil s'éloigne.

4° Cas d'un rideau, et notamment d'un rideau Marconi dont les 16 fils comportent chacun trois demi-ondes en phase ; la résistance R individuelle varie d'un fil à l'autre, surtout aux extrémités ; elle est en moyenne de 216 ohms.

L'auteur termine en donnant des tables qui permettent de résoudre aisément d'autres cas particuliers.

P. David.

ÉMISSION

Sur la théorie du générateur à lampe; F. Kirchstein, *Zts. Hfr. Techn.*, **33**, juin 1929, 201-211. — Il existe déjà de nombreuses méthodes pour prévoir l'amplitude des oscillations entretenues par un générateur à lampes. Celle de Barkhausen est reprise et perfectionnée par l'auteur. L'intégration des caractéristiques statiques permet de tracer des caractéristiques d'oscillation, grâce auxquelles deviennent faciles l'étude des différentes variables et notamment celle de la modulation par la grille.

P. David.

Sur les ondes Barkhausen-Kurz; P. Knipping, *Zts. Hfr. Techn.*, **34**, juillet 1929, p. 1-12. — Tentative d'explication des oscillations Barkhausen-Kurz « du simple point de vue atomistique et électronique ».

Autant qu'on peut le résumer dans une aussi brève analyse, voici le mécanisme imaginé par l'auteur : Autour du filament se trouve une épaisse couche d'électrons (« Raumladungszone »), RLZ. Lorsque l'un d'eux s'échappe vers la grille, il prend une vitesse croissante et peut ioniser une molécule du gaz résiduel ; l'ion positif libéré revient vers le filament et « perfore » la couche RLZ, dont s'échappe aussitôt un certain nombre d'électrons libres qui partent vers la grille et ionisent à leur tour d'autres molécules. Ainsi de suite. La relation de phase convenable aux oscillations est obtenue, suivant les durées de parcours, pour un certain potentiel positif de la grille.

Cette explication rendrait compte des phénomènes observés et de l'importance des gaz résiduels. Elle doit être complétée et vérifiée par des recherches ultérieures.

Elle est intéressante au moins par son originalité.

P. David.

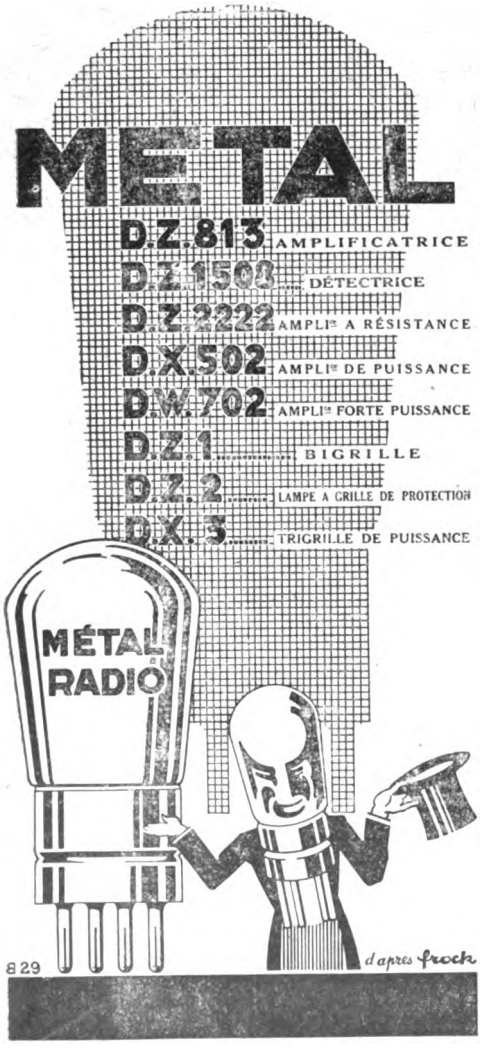
RÉCEPTION

L'effet directif des cadres ; M. V. Ardenne, *Funk-Bastler*, **7**, 15 février 1927, 107-112 ; **Acuité et orientation des extinctions dans l'intérieur des immeubles;** même auteur, même revue, 23, 7 juin 1929, 363-365. **Limites de la réception sur cadre ;** même auteur, même revue, 24, 14 juin 1929, 383-384.

Etudes sur la réception dirigée et l'élimination des brouilleurs par l'emploi d'un cadre.

On sait que pour obtenir de bonnes ex-

Digitized by Google



« *La Société dite :* **“ The « Skinner Organ Company Inc. ”,** *résidant aux « Etats-Unis, titulaire du bre- « vet français n°* **565.119** *« du 14 avril 1923 pour “ Per- « fectionnement aux procédés « de transmission par téléphonie « sans fil ”, désire vendre « ledit brevet ou en concéder « des licences d'exploitation »*

« *Pour tous renseignements « techniques, s'adresser à M.* **P. « Casalonga,** *Ingénieur-Conseil, Licencié en droit, « 8, avenue Percier, Paris.* »

Digitized by Google

tinctions, il faut « compenser » le cadre c'est-à-dire le rendre parfaitement insensible aux composantes électriques du champ Dans le premier article, l'auteur indique pour cela plusieurs précautions de montage : cadre avec condensateur symétrique, milieu mis à la terre, couplage inductif avec le récepteur, avec écran statique entre primaire et secondaire etc. Dans le troisième, il étudie la protection par un écran — cet écran n'étant naturellement pas fermé, pour ne pas supprimer le champ électrique. Après avoir essayé divers blindages, qui produisent des amortissements excessifs, il a adopté le dispositif suivant : on intercale dans l'enroulement un certain nombre (par exemple 30 à 50 o/o) de fils supplémentaires, coupés en leur milieu, et mis à la terre. La compensation est parfaite, et l'amortissement est augmenté seulement de 20 o o.

A l'aide de ce système, l'auteur a étudié la répartition du champ électrique à l'intérieur d'un immeuble. Conformément à ce qu'on pouvait prévoir, les déviations sont importantes au voisinage des conducteurs de toutes sortes et même simplement dans les angles (à cause de la réfraction dans les murs). Pour éliminer parfaitement un brouilleur rapproché, l'auteur préconise donc de prendre de petits cadres, et de chercher par tâtonnements vers le milieu des pièces, le meilleur emplacement.

P, David.

Récepteur sur cadre avec amplification apériodique en haute fréquence. E. Rhein *Funk-Bastler*, **28,** 12 juillet 1929, 433-438.

Description d'un appareil récepteur comprenant 6 étages d'amplification haute fréquence à résistances, en trois lampes doubles. La détectrice et deux étages basse fréquence, toujours à résistances, sont réunies dans une lampe triple.

Il n'y a que deux circuits accordés : le cadre, et un transformateur attaquant la détectrice.

Le cadre est compensé automatiquement par des fils mis à la terre et formant écran (voir analyse des articles Von Ardenne).

L'ensemble est séduisant par sa simplicité et son bon marché : 165 RM, (environ 1.000 francs) lampes comprises.

P. David

Récepteurs à ondes courtes avec stabilisation par quartz; P. V. Handel, K. Krüger et H. Plendl, *Zts. Hfr. Techn.*, **34**, juillet 1929, 12-18. — On sait que l'une des difficultés de la réception télégraphique sur ondes courtes, réside dans l'instabilité des fréquences, qui rend la note de battement changeante. A l'émission, on a depuis longtemps fixé la fréquence par l'emploi d'un quartz ; il était naturel de l'essayer aussi à la réception, surtout pour des appareils destinés à la navigation aérienne, où les causes d'instabilité sont multiples (déplacements de l'antenne, vibrations, secousses...). Mais le problème est moins simple qu'il n'en a l'air. Un oscillateur à quartz, du montage normal, oscille sur une fréquence unique avec une grande amplitude ; en tant que récepteur autodyne, il est donc très peu sensible ; et d'autre part la note de battement ne peut être ajustée. Il est possible de varier légèrement la fréquence avec un couplage supplémentaire par réaction ; mais alors on change l'amplitude, donc l'échauffement interne du quartz, et la fréquence continue à varier toute seule ; enfin l'appareil devient très sensible aux vibrations.

Pour supprimer ces inconvénients, les auteurs font la réception en deux temps : l'hétérodyne, stabilisée par quartz, avec montage normal sans réaction, donne un battement de fréquence 150.000 environ, *non* réglable. Ce battement est traité comme une onde de 2.000 m. et reçu par un appareil à ondes longues, éventuellement, le récepteur normal du bord ; c'est avec la 2e hétérodyne que l'on ajuste la note audible.

P. David.

Un nouveau principe pour obtenir des courbes de résonance rectangulaires; application à la réception des ondes très courtes; H.-E. Kallmann, *Zts. Hfr. Techn.*, **33**, juin 1929, 212-223. — Les avantages de la courbe de résonance rectangulaire sont bien connus, en particulier quand la fréquence à recevoir est instable dans une certaine bande.

Pour réaliser cette forme de courbe, l'auteur propose l'artifice suivant :

Le système sélectif récepteur n'est

Digitized by Google

MICROPHONE ÉLECTROSTATIQUE

Système
" JENKINS & ADAIR "
pour
radiodiffusion
de " Haute Qualité "

Établiss^ts G. I. KRAEMER
16, rue de Chateaudun
— ASNIÈRES —

Téléphone : WAGRAM 86-72
GRÉSILLONS 12-48
— 12-49

UN JEU DE LAMPES

RADIOFOTOS...

Les oscillatrices M 40 et M X 40 sont SENSIBLES
Les moyennes fréquences C 9 et C 25 sont STABLES
Les détectrices Radiofotos et la D 15 sont puissantes et PURES
Les Radiofotos lampes fréquences type D 9 et D 5 et les trigrilles D 100 sont PUISSANTES

DEMANDER LES NOTICES EXPLICATIVES ET LE CATALOGUE GÉNÉRAL DES LAMPES **RADIOFOTOS**

...VOUS DONNE ENFIN
L'ACCORD PARFAIT

Guide du Candidat

OPÉRATEUR RADIOTÉLÉGRAPHISTE

DES STATIONS MOBILES
NAVIRES — AVIONS — TRANSPORTS
POSTES RADIOTÉLÉPHONIQUES

PAR

Auguste PLANE et Maurice GOUDONNET

Nouveau programme des Examens.

Prix : 5 francs.

Etienne CHIRON, Editeur,
40, rue de Seine, PARIS

Digitized by Google

pas accordé sur une fréquence fixe ; un de ses éléments varie périodiquement pour déplacer la fréquence propre dans toute la bande désirée ; par suite, on peut dire que l'accord est réalisé également bien, successivement et pendant un temps très court, sur toutes les fréquences de la bande.

Comme le circuit sélectif est généralement associé avec une lampe (autodyne, hétérodyne), la petite variation de fréquence s'obtient très commodément par modulation inaudible sur la grille de cette lampe.

L'auteur a effectué des mesures de vérification avec un émetteur modulé; il donne enfin des schémas d'exécution avec récepteur hétérodyne.

(Nous croyons qu'il y a beaucoup à dire sur ce procédé.)

P. DAVID.

Remarques sur la détection par la grille; J. R. NELSON, *Proc Inst. Rad Eng.* **17**, mars 1929, 551-561

La détection par la grille a fait déjà l'objet de maint travail théorique. En particulier, Chaffée Browning ont montré que son rendement était proportionnel à la dérivée seconde du courant-grille par rapport à la tension-grille ; on peut donc le déduire de la caractéristique statique de grille. (Voir analyse *Onde électrique*, juin 1927 p. 37 A)

L'auteur a voulu le vérifier par la mesure directe du courant-de grille détecté, sur un tube C 327; la concordance observée est bonne.

Il a ensuite effectué une vérification analogue sur le terme qui détermine la détection par la plaque (c'est la variation de la pente en fonction de la tension-grille ; cette fois les écarts ont été notables

Enfin il a évalué la distorsion produite sur les fréquences élevées de la modulation par le système « condensateur-résistance » servant à la détection. Il a trouvé un affaiblissement important avec une capacité de 250 μμ F et une résistance de 2 mégohms ; en diminuant la résistance à 0,65 mégohms la distorsion devenait faible.

P. DAVID.

Les bruits dans les amplificateurs; A. L. M. SOWERBY, *Wir. World*, **25**, 4-24 juillet 1929, 75 à 78.

En plus de tous les parasites venus de l'extérieur, il existe toujours dans les amplificateurs puissants, un *bruit de fond* ou *souffle*, d'autant plus gênant que le signal est plus faible.

Ce bruit est attribuable aux lampes elle-mêmes : l'émission électronique n'est pas parfaitement régulière, c'est le « schrot effet » de SCHOTTKY.

L'auteur cherche à en préciser la grandeur, d'après un travail récent de HULL et WILLIAMS (*Phys. Rev.* 1925, p. 147). Les irrégularités seraient de l'ordre de 250 microvolts aux bornes du circuit oscillant intercalé sur la plaque de la première lampe. Pour qu'elles soient négligeables par rapport au signal, il faut que celui-ci ait, sur la grille de cette lampe, une amplitude d'au moins 300 microvolts ; avec un cadre de type courant, cela correspond à un champ de l'ordre de 20 microvolts par mètre.

Il existe donc une limite à l'augmentation indéfinie de l'amplification et à la réduction des collecteurs d'ondes. Pour une amplification totale de 30 000 ou 40 000 avant détection, le bruit de fond est prohibitif.

P DAVID.

EXPLOITATION. APPLICATIONS

Dispositif radiogoniométrique à lecture directe; R. HELL, *Zts. Hfr. Techn.*, **33**, avril 1929, 138-145. — Il serait fort intéressant pour la navigation aérienne d'avoir, par simple lecture, le gisement d'un poste radioémetteur (« boussole hertzienne ») ; pour y arriver, la première idée est d'employer la réception différentielle sur deux cadres. Mais il est préférable d'employer la combinaison uni-directionnelle cadre-antenne (« cardioïde). Dans le dispositif décrit, un mécanisme électrique d'inversion change périodiquement la phase du courant du cadre, et en même temps fournit un courant alternatif à l'un des enroulements d'un wattmètre ; l'autre enroulement reçoit le courant détecté de l'amplificateur. Il est clair que l'indication du wattmètre change avec la phase des courants, donc avec l'orientation du cadre ; on peut obtenir, avec une réception télégraphique de force moyenne, plusieurs divisions pour un degré.

L'appareil a été construit et utilisé en vol depuis 1927. P. DAVID.

Digitized by Google

Vous qui possédez un bon poste et captez la plupart des émissions

LISEZ...

radio magazine

TÉLÉPHONE
ARCHIVES 66-64
C/CH. POSTAUX
PARIS 623-36
R. C. SEINE 211-438

DIRECTION
RÉDACTION
PUBLICITÉ
61-63, rue
beaubourg
paris (3e)

qui publie Chaque Semaine, le Vendredi

TOUS LES RADIOPROGRAMMES

illustrés par des dessins et photographies d'actualité

Chroniques radiophoniques et musicales,
Articles littéraires, artistiques et de vulgarisation,
Théâtre radiophonique, Radiophonie rurale,
Informations, Ondes courtes, Conseils pratiques,
Les Stations que vous entendez, à travers les disques,
Éléments de Radioélectricité, Chez les Constructeurs,
Plans de Montages de Postes récepteurs et émetteurs,
Bibliographie, Jeux du Sans-Filiste, Courrier, etc...
Tableaux des Stations par ordre alphabétique, longueurs d'onde, heures

40 à 64 PAGES pour 1 fr. 25

ABONNEMENTS :

	Un an	Six mois
France, Colonies, Luxembourg.	45 fr.	25 fr.
Belgique.	60 fr.	35 fr.
Etranger.	80 fr.	45 fr.

PRIMES AUX ABONNÉS

CARTE RADIOPHONIQUE

murale (560 m/m × 760 m/m) en 3 couleurs avec tableau de 250 stations de radiodiffusion europ.

Spécimen gratuit, en se recommandant de M. Etienne CHIRON, Éditeur, sur demande à RADIO-MAGAZINE, 61, rue Beaubourg, Paris, IIIe

Digitized by Google

MATÉRIEL

Nouvelles valves à décharge; K. Teucke, *Zts. Hfr. Tchn.*, **33**, avril 1929, 145-148. — Description de nouvelles valves de redressement établies par Seibt (Berlin), jusqu'à 1.000 V. 0,24 amp. Ces valves utilisent les deux alternances par deux anodes filiformes ; la cathode est fermée, et intérieurement recouverte d'un métal diminuant la chute de tension.

P. David.

Le développement du filament à oxydes, B. Hodgson, *L. S. Harley et O. S. Pratt, I. E. E. Wir. Proc.*, **4**, juin 1929, 71-80.

L'emploi des filaments à oxydes pour l'émission électronique est déjà ancien, et fut appliqué aux triodes dès leur origine La formule de Richardson relie le courant unitaire de saturation à la température absolue et diverses constantes physiques, dont certaines caractérisent le corps émissif. Leur détermination soulève de nombreuses difficultés, dues en particulier aux inégalités de température et à la « formation » du filament; les valeurs indiquées par les divers auteurs diffèrent ainsi notablement.

Le mécanisme de l'émission n'est pas aussi simple que dans le cas du filament purement métallique. L'ancienne théorie chimique a été remplacée par une théorie « thermionique » faisant intervenir l'électrolyse de l'oxyde par le courant de chauffage, produisant les « ilots » de baryum métallique. L'étude des variations d'activité du filament et de la pression des gaz est en faveur de cette théorie. L'auteur montre comment le baryum peut subsister sur le filament à la température envisagée.

Quatre méthodes sont en présence pour la fabrication du filament. L'incorporation du composé de baryum par fusion ne donne pas de bons résultats. L'application par une pâte à base de résine ou de paraffine, en plusieurs opérations, a été adoptée par la Western El. C°; l'âme est en platine ou nickel; une machine peut en fabriquer 80 mètres à l'heure On peut également évaporer une solution saline appliquée sur le support.

La quatrième méthode, la plus employée et la plus rapide, forme le filament dans la vapeur de baryum par réduction d'oxyde tungstique, le baryum est volatilisé par un chauffage à haute fréquence, lorsque le vide est suffisant, ou bien provient de la décomposition de l'acide déposé sur l'anode. Le baryum transporté sur l'ampoule forme « getter » comme le magnésium.

Une intéressante discussion suit cette étude. B. Decaux.

Lampes modernes à haute fréquence; W. I. G. Page, *Wir. World*, **25**, 24 et 31 juillet 1929, 68-72 et 107-110.

Revue des plus récents modèles britanniques de lampes à grille-écran. La Cosmos AC S et la Mullard P.M S4.V ont des coefficients d'amplification atteignant 1 200 et 1 000. D'autres atteignent 300 et 400. Avec des circuits de plaque très peu amortis, et dont la résistance parallèle est de l'ordre de 250.000 ohms, on peut donc réaliser des amplifications effectives de 100 à 200 par étage. Toutefois, avec la plupart des lampes, il faut avoir soin de neutraliser la capacité grille-plaque résiduelle; quelques modèles seulement (dont le premier), ont une capacité tellement réduite (0 006 micro microfarad) que cette précaution devient inutile.

Si l'on veut gagner en sélectivité, en sacrifiant un peu d'amplification, on peut effectuer le couplage par transformateur, rapport 1 à 3 par exemple.

P. David

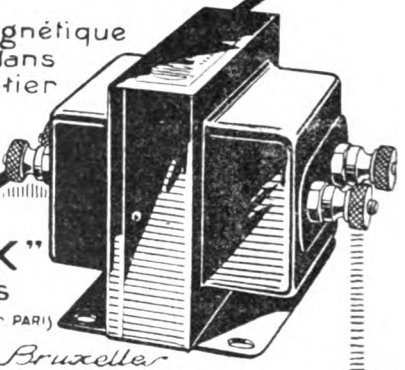
Abaque pour le choix des lampes; R-T. Beatty, *Wir. World.*, **25**, 17 juillet 1929, 48-52.

La méthode employée est celle que nous avons préconisée ici-même (*O. E.*, janvier 1929), les coordonnées logarithmiques représentant K et ρ. Dans la classification par usages, l'auteur a ajouté les groupes des tétrodes et de détection. Après avoir signalé les raisons qui motivent cette classification, il décrit un autre abaque particulier aux lampes de puissance. Les coordonnées, toujours logarithmiques, représentent la tension et le courant de plaque normaux ; les courbes d'égale puissance dissipée sont des droites parallèles. Les tubes représentés ont des puissances comprises entre 0,3 et 17 watts. B. Decaux.

Digitized by Google

LES TRANSFORMATEURS CROIX

en carter non magnétique
se vendent dans
le Monde entier
500.000
en service



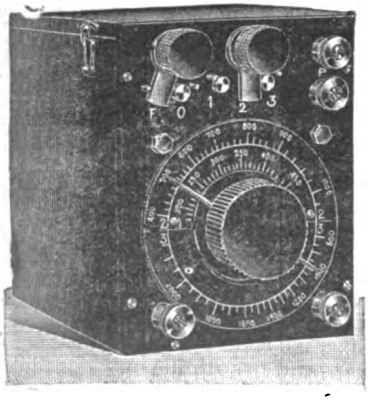
CONSTRUCTIONS ELECTRIQUES "CROIX"
3, rue de Liége - PARIS
Télég : Rodisolor PARIS

AGENCES à : Amsterdam, Bruxelles
Budapest, Copenhague, Lisbonne, Londres
Prague, Oslo, Stockholm, Varsovie, Vienne, Zurich

Publicité G. Cordonnier

Téléphone : SÉGUR 73-44
R. C. Seine 22.262

Modèle G. C.



De 10 à 550 mètres.

LA PRÉCISION ÉLECTRIQUE

(Anciens Établissements HORY)

10, rue Crocé-Spinelli, PARIS-14e

Fournisseurs des Administrations de l'État et des Gouvernements étrangers

GRAND PRIX AU CONCOURS DE T. S. F. 1922

Ondemètres munis de la méthode de zéro
Système H. ARMAGNAT (Breveté S. G. D. G.)

Ondemètres à selfs inductances interchangeables
(Type G. de 100 à 5.000 mètres et type G. C. de 10 à 550 mètres.)

Ondemètres Controlo
(De 100 à 1.200 mètres et de 200 à 2.000 mètres.)

RÉCEPTEURS RADIOTÉLÉPHONIQUES

Condensateurs variables à air pour réception

Condensateurs variables à air pour haute tension

Condensateurs fixes sous ivorine et sous tube

Résistances sous tube

Transformateurs, Détecteurs, Pièces détachées

Digitized by Google

Le redressement par cathode froide; A. E. Shaw, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, mai 1929, 849-863.

L'auteur a voulu compléter les recherches publiées sur le redressement par cathode froide, étudié surtout dans des cas particuliers. Il a cherché l'influence de la charge sur la forme des courbes de courant et de tension. Après quelques considérations théoriques, il décrit l'installation comprenant un tube à deux électrodes fines et une grande (genre « Raythéon ») dans un mélange d'hélium et de néon à la pression de 20 mm de mercure; les équipages de l'oscillographe inscrivent la tension aux bornes de la résistance d'utilisation et le courant Il signale, en décrivant l'aspect de la décharge, l'influence de la lumière sur la tension critique. De nombreux oscillogrammes montrent les variations du courant inverse en fonction du courant redressé; il a tendance à disparaître lorsque le courant redressé augmente; la présence d'un filtre le fait naturellement réapparaître puisque la tension continue s'ajoute à la tension inverse. La forme de la courbe de tension ne se modifie pas. Un léger courant persiste après la fin de la décharge. Pour terminer, l'auteur parle du « degré de redressement ».

B. Decaux.

A la recherche de la qualité. Construction et rendement d'un haut-parleur à pavillon logarithmique de 8 mètres. R. P. G Denman, *Wir. World*, **25**, 31 juillet 1929, p. 97-101.

Enthousiasmé par les résultats d'un haut-parleur à pavillon de 5 m , établi par Wente et Thuras, l'auteur a entrepris de faire encore mieux, et il a construit un pavillon de 8 mètres de longueur. N'étant presque pas courbé (angle de torsion total 90°) cet instrument ne peut être placé *dans* une pièce; on l'installe donc au-dessus, en perçant le plafond et en lui donnant une forme telle qu'il prolonge le pavillon. La pièce entière fait ainsi partie du haut-parleur.

En principe, la reproduction des sons donnés par cet instrument doit être uniforme jusqu'aux fréquences de l'ordre de 40. Pratiquement, la comparaison avec un haut-parleur courant, à bobine mobile, montre un progrès notable. « Dans des expériences avec microphone local, on pouvait comparer rapidement les voix avec leur reproduction; la différence était du même ordre de grandeur que celle attribuable aux emplacements différents du microphone et du haut-parleur ».

P. David.

Dispositif de haute fréquence redressée fournissant une tension continue régularisée automatiquement; P. Hermannspann, *Zts. Hfr. Techn.*, **33**, avril 1929. 121-128. — Pour alimenter les postes émetteurs puissants, il faut des tensions continues de plaque de l'ordre de 20.000 V ; pour les obtenir on redresse et filtre une tension alternative, ordinairement à fréquence industrielle. Les inconvénients sont que le filtrage exige de grosses et coûteuses capacités, et que, d'autre part, la grande résistance interne du redresseur fait tomber rapidement la tension lorsque le débit augmente.

L'auteur a mis au point un dispositif perfectionné évitant ces défauts. Pour rendre le filtrage facile, la fréquence employée est très grande : 8.000 p : s ; l'alternateur et le transformateur conservent pourtant un bon rendement. Le redresseur est à vapeur de mercure. Une régulation automatique est enfin obtenue de la manière suivante : en parallèle sur le secondaire du transformateur se trouve un circuit résonant convenablement réglé ; son inductance est à noyau de fer, et le champ dans ce fer est modifié par un enroulement supplémentaire parcouru par le courant d'utilisation. Lorsque ce dernier augmente, il en résulte une modification de phase dans le circuit résonnant, et une augmentation de tension à ses bornes.

P. David.

Digitized by Google

ANNÉE 1929

VIENT DE PARAITRE

3e ÉDITION

RADIO-ANNUAIRE

ANNUAIRE INTERNATIONAL

DE LA

TÉLÉVISION

T. S. F.

RADIO-MUSIQUE

(Publié sous le Patronage de la Société des Amis de la T. S. F.)

Soucieux de donner à ceux que toutes les applications de la Téléphonie sans fil intéresse, un organe qui réponde à tous les besoins, nous avons réuni dans ce nouvel ouvrage toutes les données utiles, tant au point de vue technique qu'au point de vue commercial.

Notre annuaire continue à être une source aussi complète que possible de renseignements, autant pour l'Ingénieur qui calcule et le constructeur qui établit, que pour l'usager qui l'utilise et le commerçant qui cherche à connaître tous les débouchés pour ses constructions.

Les conventions de Prague et Washington.

Les fiches techniques de la T.S.F., la liste des marques déposées, des Membres du R E.F., des renseignements sur la taxe de luxe, déclaration de postes récepteurs, etc.

La classification, par rubriques, des constructeurs d'appareils et accessoires de T S.F., des fournisseurs et la liste des revendeurs classés par départements.

CONSTRUCTEURS,

demandez notre Tarif de Publicité, nos annonces touchent tous les REVENDEURS. :::: :::: ::::

REVENDEURS,

en possédant notre annuaire, vous pouvez, par ses renseignements, satisfaire à toutes les demandes de votre clientèle.

Prix : 30 Frs

Digitized by Google

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

GÉNÉRALITÉS

Les mouvements de bascule commandés et leurs applications techniques; E HUDEC, *Archiv f. Elektr.* avril 1929, p. 459-506.

L'auteur s'est proposé d'utiliser des oscillations de bascule (Kippschwingungen) pour obtenir avec un oscillographe cathodique des images stables et non déformées. Il faut pour cela disposer d'un courant ou d'une tension croissant linéairement avec le temps, revenant à sa valeur de départ en un temps négligeable, la période de ce phénomène étant un multiple exact de la période du phénomène à oscillographier. C'est ce que fournit le couplage d'un système à relaxation et d'un système sinusoïdal. Au cours de ses recherches l'auteur retrouve une partie des résultats classiques de van der Pol, notamment la démultiplication de fréquence (*Philos. Magazine*, 1927). Ce mémoire très détaillé contient nombre de résultats expérimentaux et une méthode graphique intéressante de détermination des durées de charge et de décharge.

P L.C.

MESURES

Mesures de capacités à partir de fréquences et de résistances connues; FERGUSON (J.-G.) et BARTLET (B.-W.), *Bell. Syst. techn. Journ.*, **7**, juillet 1928, 420-437.

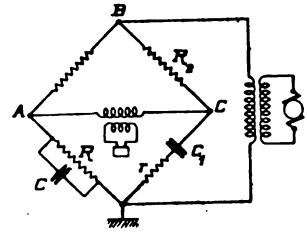
La mesure se fait au moyen d'un pont suivant le schéma de Wien (Voir figure).

On vérifiera facilement que la condition d'équilibre est :

$$\frac{C}{C_1} = 1 - \frac{r}{R}, \quad CC_1 = \frac{1}{Rr\omega^2}$$

d'où l'on peut tirer C et C_1.

Mais il est préférable de déterminer au moyen d'un autre pont le rapport $\frac{C}{C_1}$ et de déterminer sur celui-ci uniquement les valeurs absolues. L'auteur décrit les appareils, la méthode et les précautions qui permettent d'obtenir une précision de l'ordre du cent-millième.



(P. DAVID.)

Influence de la pression atmosphérique sur la fréquence d'un diapason; Y. NAMBA, *Nature* (*de Londres*), **5**, octobre 1929.

Le laboratoire électrotechnique du ministère des Communications (Japon) a construit un étalon de fréquence à diapason et s'est efforcé d'éliminer toutes les causes de variation de fréquence : température, sources d'électricité, travail effectué, humidité, et conditions environnantes On a trouvé que si l'on veut atteindre la précision du millionième, il faut tenir compte de la pression atmosphérique. Une diminution de pression de 100 mm. de mercure correspond à une augmentation de 2,7 c/s de la fréquence du 72e harmonique d'un diapason à 1000 c/s. L'auteur pense que cette modification provient de ce que la charge acoustique du diapason varie avec la pression atmosphérique, ce qui agit sur son amortissement et celui-ci sur la fréquence.

P.L.C.

Digitized by Google

SILICE PURE FONDUE — SILICE PURE FONDUE

"SiliS"

est, de tous les isolants, celui qui s'échauffe le moins dans un champ de haute fréquence

Silis transparente.	1
Silis opaque	2,5
Porcelaine	25
Verre.	11 à 25
Ebonite	18 à 25
Bakélite	100

Pertes comparées d'énergie dans quelques diélectriques usuels

QUARTZ ET SILICE

TÉL. { Anjou 10-99 / Inter. 214
Adresse télégraphique : Siliquartz-Paris 123

Siège Social : 8, rue d'Anjou, PARIS-VIII[e]

Usine à Saint-Pierre-les-Nemours

R. d. C Seine 206.183

SOCIÉTÉ DE RECHERCHES ET DE PERFECTIONNEMENTS INDUSTRIELS

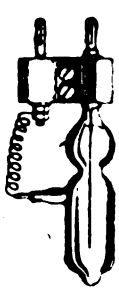
SRPI

57, Avenue du Président-Wilson
PUTEAUX (Seine)

INTERRUPTEURS A MERCURE

TÉLÉRUPTEURS CONJONCTEURS

DÉMARREURS
THERMOSTATS
MINUTERIES
RÉGULATEURS



LES CELLULES PHOTOÉLECTRIQUES & LEURS APPLICATIONS

AMPLIFICATEURS TÉLÉVISION

DISQUES PERFORÉS
CHRONOGRAPHES
LUXMÈTRES

Téléphone { Wagram 94-37 / Puteaux 397

Registre du Commerce N° 117-047

Optique générale
Taille de lentilles, glaces, prismes, etc.

Digitized by Google

PROPAGATION

Signaux doubles et multiples sur ondes courtes, et échos rapprochés sur ondes courtes; E. Quack et H. Mögel, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, mai 1929, 791-823 et 824-829.

Reproduction des articles parus dans l'*E. N. T.* (voir *O. E. analyses*, p. 37).

ÉMISSION

Production d'oscillations par un système à triodes dans lequel le rôle des capacités est négligeable; K. Heegner et Y. Watanabe, *Ztsch. f. Hochfrenz technik*, août 1929, 49.

Dans une publication antérieure, un des auteurs avait étudié un système oscillant à triodes ne contenant que des capacités et des résistances. Conformément à la théorie générale de van der Pol, la période d'un tel système est donnée par une expression de la forme CR, et l'oscillation est susceptible de prendre deux formes limites, l'une sinusoïdale et l'autre à coudes très accusés (type multivibrateur). Dans le système obtenu par dualité qui ne contient que des inductances et des résistances, la période est donnée par une expression de la forme L/R Le présent article étudie un montage du dernier type. Le deuxième cas limite présente alors un intérêt particulier, parce que les capacités entre électrodes, d'abord négligeables, finissent par jouer le rôle prépondérant Les auteurs obtiennent dans ce cas l'amplitude et la période de l'oscillation par des intégrations le long d'un cycle déduit de la caractéristique statique du dynatron employé. L'article se termine par quelques résultats d'expériences. P.L.C.

Poste émetteur à ondes courtes stabilisé par quartz. *Bull. S. F. R.*, juin 1929, 111-120 et juillet, 135-152.

Description, abondamment illustrée, du nouveau poste émetteur à ondes courtes de 15 Kw antenne, qui va être mis en service à Sainte-Assise, Pontoise, Saïgon, Belgrade, Buenos-Ayres, etc.

L'émission part d'un maître-oscillateur à quartz, dont la stabilité est « garantie à 1/400 000 ». La fréquence est doublée trois fois de suite par des étages à lampes E. 151. Puis viennent deux étages de puissance, montés en symétrique et neutralisés, le premier à 4 lampes E. 303-A, le second à deux lampes E. 954-M; on dispose alors de 600 watts, qui sont portés à 15 Kw par deux lampes E. 1651 alimentées sous 10 000 volts.

Un ensemble « de manipulation ou de modulation » permet, en télégraphie, de manipuler à 250 mots par minute, sans donner d'à-coups aux génératrices ni aux lampes; il permet également la téléphonie.

Enfin l'oscillateur de commande (quartz et doubleurs) peut être prévu en double pour changement d'onde instantané.

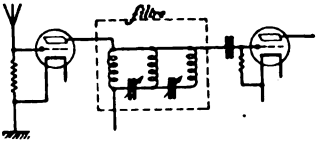
Malgré sa complexité, tout l'ensemble peut être manœuvré d'un pupitre de commande par un seul opérateur.

P. David.

RÉCEPTION

L'amplification haute fréquence sans distorsion Kofes, *Funk-Bastler*, **31**, 2 août 1929, 481-484.

En comparant les courbes de fidélité des transformateurs basse fréquence, et des haut-parleurs, avec les courbes de sélectivité des étages accordés, l'auteur trouve que la principale cause de distorsion dans les appareils existants, est l'excès de sélection en haute fréquence, qui supprime les « bandes latérales » de la modulation.



On peut améliorer la situation en désaccordant systématiquement les circuits accordés successifs. Mais surtout, il est avantageux d'employer des « filtres » à courbe de résonance presque rectangulaire; l'auteur préconise le schéma de la fig. et montre, par des courbes, le gain obtenu.

P. Leroy.

Etude sur un filtre électrique; G. Fayard, *Bull. S. F. R.*, juin 1929, 103-110.

Le filtre en question se différencie

Digitized by Google

POUR SOUDER ET ÉTAMER LES MÉTAUX

EMPLOYEZ LES PRODUITS INOXYDABLES et sans ACIDES

"BANKALINE"

SOUDURE COMPLÈTE
D'ÉTAIN EN PÂTE

Supprime l'esprit de sel
la résine et l'ammoniaque

RUBANKA 33/67 Bte S.G.D.G. RUBANKA 33

"RUBANKA"

SOUDURE COMPLÈTE D'ÉTAIN
EN RUBAN

S'emploie sans décapant ni acides

STANIX 33/67 Bte S.G.D.G. STANIX 33/67 Bte S.G.D.G.

"STANIX"

SOUDURE COMPLÈTE D'ÉTAIN EN BAGUETTE

S'emploie sans décapant ni acides

"AUTOFLUX"

DÉCAPANT EN PÂTE
SPÉCIAL POUR SOUDURE A L'ÉTAIN

Supprime l'esprit de sel
la résine et l'ammoniaque

SOCIÉTÉ DES PLAQUES ET POUDRES A SOUDER
SOCIÉTÉ ANONYME - CAPITAL 3.000.000 DE FRANCS
102, AVENUE PARMENTIER - PARIS

DEMANDEZ CATALOGUE ET
ÉCHANTILLONS GRATUITS

Digitized by Google

des filtres habituels, en ce que les cellules sont fermées sur des impédances très grandes et n'exercent l'une sur

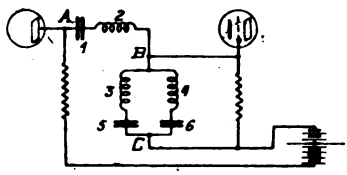


Fig. 1.

l'autre aucune réaction mutuelle. Il s'agit d'une suite d'étages amplificateurs dont les impédances plaques ont les propriétés sélectives d'un passe-bande. Leur structure est celle de la fig. 1.

Pour la fréquence moyenne f_0 de la bande, l'ensemble AB est résonnant, l'ensemble BC anti-résonnant : on obtient l'amplification normale du montage à circuit de plaque accordé.

Pour deux fréquences voisines, f_1, f_2, il y a résonance de l'ensemble ABC et maximum d'amplification.

Pour deux fréquences plus écartées, f'_1, f'_2, les branches 3-5 et 4-6 sont résonnantes, l'impédance BC devient très faible, l'amplification tombe à zéro.

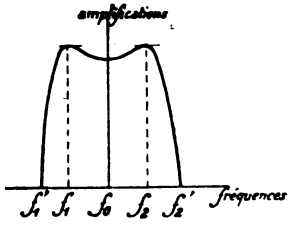


Fig. 2.

On obtient donc une courbe d'amplification ayant l'aspect de la fig. 2, c'est-à-dire se rapprochant beaucoup de la forme rectangulaire idéale.

En associant plusieurs étages analogues, de même structure, mais dont les fréquences f_0, f_1, f_2, etc., sont légèrement différentes, on peut arriver à une efficacité et à une régularité remarquables. L'auteur donne par exemple la courbe de sélection fig. 3 (en ordonnées, les affaiblissements relatifs à échelle logarithmique) expérimentalement relevée avec un ensemble de 9 cellules de filtrage, plus une cellule corrective.

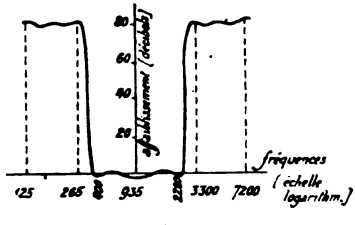
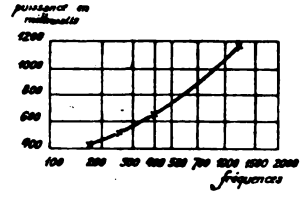


Fig. 3.

On peut naturellement construire sur les mêmes principes des filtres passe-haut et passe-bas. P. DAVID.

MATÉRIEL

Egalité apparente des sons fournis par un haut-parleur à diverses fréquences; L.-G. HECTOR, H.-N. KOZANOWSKI, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, mars 1929, 521-535. — La sensibilité de l'oreille n'est pas la même dans toute la gamme audible ; en particulier, elle diminue très vite pour les sons graves. L'écoute directe ne permet donc pas d'apprécier la fidélité d'un haut-parleur alimenté à



puissance constante et fréquence variable ; à moins que l'on ne possède la courbe de correction, donnant le rapport des puissances correspondant à l'égalité *apparente* de deux sons de hauteurs inégales.

C'est cette courbe que les auteurs ont entrepris de tracer.

Ils employaient un haut-parleur, dans lequel un système de condensateurs tournants envoie alternativement (et sans solution de continuité), le son étalon et le son étudié ; on règle à volonté le rapport des amplitudes jusqu'à ce qu'elles paraissent égales et on les mesure au disque phonométrique de Rayleigh.

L'article donne les premiers résultats obtenus, résumés par la fig. 1. Ils seront complétés ultérieurement.

P. DAVID.

Digitized by Google

Attention !

comme chaque année

SYNDICAT PROFESSIONNEL DES INDUSTRIES RADIOELECTRIQUES — S P I R

GYPE

au **Grand Palais**

le **Salon National**

de la T.S.F.

organisé par le Syndicat Professionnel
des Industries Radio-Electriques (SPIR)

ouvrira ses portes le

23 Octobre 1929

C'est là

que l'Industrie Française
présentera le matériel le plus
moderne et le mieux adapté
aux besoins des
auditeurs français

SYNDICAT PROFESSIONNEL DES INDUSTRIES RADIOELECTRIQUES — S P I R

Digitized by Google

DIVERS

Formules simples donnant la self-induction des bobines ; H.-A. Wheeler. *Proc. Inst Rad. Eng.*, **16**, octobre 1928, 1398-1400.

Il s'agit de trois formules empiriques, applicables aux bobines courantes de radiotechnique. Elles sont données pour des dimensions en pouces.

Converties pour des dimensions en centimètres, elles deviennent les suivantes :

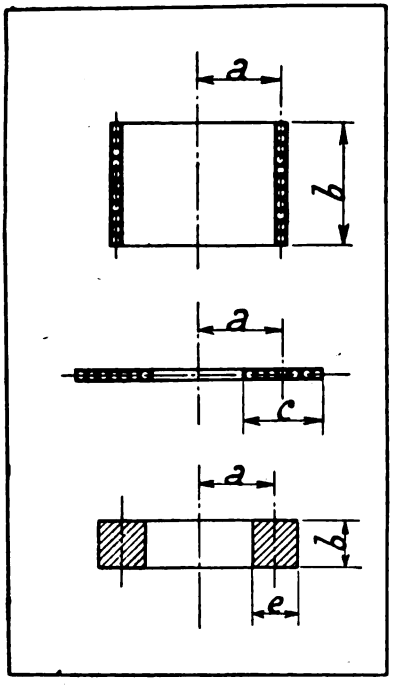
Soient n le nombre de tours.

a le rayon moyen, en cm.

L la self-induction en microhenrys.

On a :

1° *Pour une bobine cylindrique à une seule couche*, de longueur b cm ; ou



pour *une bobine en spirale plane*, de largeur c cm :

$$\frac{\text{avec } b > a \text{ (bobine longue)}}{L = \frac{n^2 . a}{22{,}5 + 25\,\frac{b}{a}}} ;$$

$$\frac{\text{avec } a > b > 0{,}2\,a \text{ (bobine courte)}}{\text{et avec } c > 0{,}2\,a}$$

$$L = \frac{n^2 . a}{20 + 27{,}5\,\frac{(b \text{ ou } c)}{a}} .$$

Ces formules sont très analogues à celle de Nagaoka.

2° *Pour une bobine à plusieurs couches*, de largeur b (cm) et d'épaisseur e (cm)

$$L = \frac{n^2 . a}{18{,}7 + \frac{28\,b + 31\,e}{a}} .$$

Cette formule est due à Hazeltine ; elle est correcte à 1 o/o près, lorsque les trois termes du dénominateur sont sensiblement égaux.

P. David.

BIBLIOGRAPHIE

Le quartz piézo-électrique et ses applications dans la Technique des ondes hertziennes ; F. Bedeau, *Mémorial des Sciences Physiques*, fascicule n° 6, Gauthier-Villars, éditeur.

Dans cette brochure de soixante pages, l'auteur s'est proposé d'exposer rapidement mais aussi le plus rigoureusement possible la théorie de la piézo-électricité et ses applications dans le domaine des ondes hertziennes.

Le chapitre I est consacré à la description du cristal, à l'étude du phénomène direct (Curic), du phénomène inverse (Lippmann). L'auteur montre comment la théorie de Voigt permet de retrouver les lois de Curic.

Les fréquences propres des lames de quartz sont étudiées au chapitre II (travaux de Cady et de Hundt).

Les procédés d'excitation des quartz (Longevin, Cady, Hundt, Giebe et Scheibe), font l'objet du chapitre III.

Dans le chapitre IV est étudiée la courbe de résonance et sa crevasse. Les beaux travaux de Cady relatifs à la « distributed mass method » et à la « concentred mass method » ainsi que la théorie de Dye concernant la « cellule équivalente », sont exposés d'une façon complète.

Enfin dans un dernier chapitre, l'auteur montre comment le quartz a été utilisé pour la mesure des fréquences.

Un important index bibliographique termine le volume.

Digitized by Google

DIÉLECTRIQUES ET ISOLANTS

PAR

J.-B. WHITEHEAD

Doyen de l'Ecole des Ingénieurs
Professeur d'Electricité appliquée à l'Université John Hopkins
Professeur américain d'échange auprès des universités françaises 19 6-27
Fellow. American Inst tute of Electrical Engineers

Un volume de 180 pages contenant 61 figures, tableaux et graphiques

Prix : **30 francs** - Franco : **32,50**

Etienne CHIRON Editeur.
40, rue de Seine, PARIS

Vient de paraître :

LES SOLUTIONS MODERNES DU PROBLÈME DE L'ALIMENTATION DES POSTES DE T.S.F.

par

P. HÉMARDINQUER

PRIX : 15 Francs

Étienne CHIRON, Éditeur
40, rue de Seine, PARIS

UN JEU DE LAMPES

RADIOFOTOS...

Les oscillatrices M40 et M X 40 sont SENSIBLES
Les moyennes fréquences C 9 et C 25 sont STABLES
Les détectrices Radiofotos et la D 15 sont puissantes et PURES
Les Radiofotos basses fréquences type D 9 et D 5 et les trigrille D 100 sont PUISSANTES

DEMANDER LES NOTICES EXPLICATIVES ET LE CATALOGUE GÉNÉRAL DES LAMPES **RADIOFOTOS**

...VOUS DONNE ENFIN
L'ACCORD PARFAIT

Guide du Candidat

OPÉRATEUR RADIOTÉLÉGRAPHISTE

DES STATIONS MOBILES
NAVIRES — AVIONS — TRANSPORTS
POSTES RADIOTÉLÉPHONIQUES

PAR

Auguste PLANE et Maurice GOUDONNET

Nouveau programme des Examens.

Prix : 5 francs.

Etienne CHIRON, Editeur,
40, rue de Seine, PARIS

Digitized by Google

TABLE DES MATIÈRES
DES ANALYSES DU TOME VIII

N°s de Référence	TITRES DES ANALYSES
	GENERALITES — HISTORIQUE — OUVRAGES GENERAUX REVUES PERIODIQUES
1	Cours d'Electricité théorique. — Pomey (J.-B.), février 1926, p. 16.
2	J'ai compris la T. S. F. — Aisberg, mars 1929, p. 24.
3	L'importance scientifique de la radiotélégraphie. — Zenneck (J.), avril 1929, p. 25.
4	Electrodes incandescentes et tubes à émission électronique. — Schottky, Simon, Rothe, janvier 1929, p. 8.
5	Le quartz piézo-électrique et ses applications dans la technique des ondes hertziennes. — Bedeau (F.), octobre 1929, p. 60.
6	Applications pratiques de l'intégrale de Fourier. — Campbell (G.-A.), janvier 1929, p. 7.
7	Quelques autres problèmes sur la différence de potentiel. — Howe (G.-W.-O.) et Quelques définitions fondamentales. — Wilmotte (R.-M.), janvier 1929, p. 1.
8	Chaînes de circuits résonnants. — Mallette, janvier 1929, p. 1.
9	Distorsion en phase et sa correction. — Pero Mead (S.), janvier 1929, p. 1.
10	La période propre des conducteurs linéaires. — England (C.-R.), février 1929, p. 9.
11	L'induction mutuelle et le couple entre deux solénoïdes concentriques. — Chester Snow, février 1929, p. 9.
12	La distorsion dans les circuits électriques et sa correction par des réseaux à résistance apparente constante. — Zobel (O.-J.), février 1929, p. 9.
13	Etude d'ensemble du réseau équivalent à une lampe triode. — Colebrook (F.-M.), avril 1929, p. 25.
14	Les mouvements de bascule commandés et leurs amplifications techniques. — Hudec (E.), octobre 1929, p. 57.
15	Théorie des aurores et des orages magnétiques. — Mars (H.-B.) et Hulburt (E.-O.), mai 1929, p. 33.
	MESURES
	Généralités. Oscillographes.
16	Méthodes précises de mesures pour l'essai des récepteurs de radiodiffusion. — Van Dick (A.-F.) et Dickey (E.-T.), février 1929, p. 11.
17	Une nouvelle méthode pour mesurer le rendement d'un tube à vide. — Crossley (A.) et Page (R.-M.), mai 1929, p. 35.
18	Un oscillographe portatif pour l'observation des phénomènes transitoires. — Coursey (Ph.-R.), mai 1929, p. 35.

Digitized by Google

Nos de Référence	TITRES DES ANALYSES
	Mesures des longueurs d'ondes et des fréquences, ondemètres, fils de Lécher, multivibrateur, quartz, etc.
19	La superposition des mouvements circulaires. — RANGACHARI (T.-S.), juillet 1929, p. 37.
20	L'état actuel de l'étalonnage des fréquences. — DELLINGER (J.-H.), février 1929, p. 10.
21	L'étalon primaire de fréquence de la Marine américaine. — WORRALL (R.-H.) et OWENS (R.-B.), mars 1929, p. 17.
22	Comparaison internationale d'étalons de fréquences. — GIEBE (E.) et SCHEIBE (A.), septembre 1929, p. 50.
23	Une méthode pratique pour comparer un étalon secondaire de fréquence avec un étalon de temps. — HULL (L.-M.) et KLAPP (J.-K.), mai 1929, p. 33.
24	Un système de mesures de fréquences à partir d'une seule fréquence. — HALL (E.-L.), mai 1929, p. 34.
25	Une méthode pour étalonner un oscillateur à basse fréquence avec un étalon à fréquence unique. — RANGACHARI (T.-S.), mai 1929, p. 34.
26	Un étalon de fréquence de haute précision. — MARRISON (W.-A.), septembre 1929, p. 49.
27	Influence de la pression atmosphérique sur la fréquence d'un diapason. — NAMBA (Y.), octobre 1929, p. 57.
28	Thermostat pour étalons de fréquence. — MARRISON (W.-A.), mars 1929, p. 17.
29	La mesure courante de la fréquence des stations de radiodiffusion. — BOGARDUS (H.-L.) et MANNING (C.-T.), septembre 1929, p. 49.
30	La mesure des longueurs d'onde des stations de radiodiffusion. — BRAILLARD (R.) et DIVOIRE (E.), septembre 1929, p. 50.
31	Un ondemètre à lecture directe. — HITCHCOCK (R.-C.), mai 1929, p. 33.
32	Un nouveau type d'oscillateur piézo-électrique étalon de fréquence. — WHEELER (L.-P.) et BOWER (W.-E.), mars 1929, p. 17.
33	Notes sur les quartz, l'effet de l'intervalle d'air et les oscillations musicales. — HUND (A.), mars 1929, p. 18.
34	La résonance piézo-électrique et les phénomènes oscillatoires avec vibrations de flexion dans les plaques de quartz. — HARRISON (J.-R.), mars 1929, p. 18.
35	Quelques applications pratiques des résonateurs à quartz. — COBBOLD (G.-W.) et UNDERDOWN (A.-E.), août 1929, p. 45.
36	Le coefficient de température des résonateurs à quartz. — GERTH (F.) et ROCHOW (H.), août 1929, p. 45.
	Mesures des intensités, tensions et amplifications ; voltmètres, amplificateurs.
37	Application des condensateurs à la mesure des gros courants de haute fréquence. — COURSEY (Ph.-R.), mai 1929, p. 34.
38	Voltmètre thermoionique à deux sensibilités. — JANSKY (C.-M.) et FELDMAN (C.-B.), février 1929, p. 10.
39	Mesure sur la tension alternative à l'entrée des amplificateurs. — ARDENNE (M.-V.), mars 1929, p. 22.
	Mesures des capacités et constantes diélectriques
40	Notes complémentaires sur la permanence d'étalonnage et l'exactitude absolue du condensateur variable à montage série. — GRIFFITHS (W.-H.-F.), mai 1929, p. 34.

Digitized by Google

N.° de Référence	TITRES DES ARTICLES
41	Mesures de capacités à partir de fréquences et de résistances connues. — Ferguson (J.-G.) et Bertlet (B.-W.), octobre 1929, p. 57.
42	Dispositif d'essais pour batteries de capacités. — Graham (W.-M.), février 1929, p. 12.
	Mesure des selfs et mutuelles
43	Pont pour la mesure des inductances à fer parcourues par un courant continu. — Landon (V.-D.), février 1929, p. 11.
44	Méthode d'impédance constante pour la mesure d'inductances. — Turner (H.-M.) avril 1929, p. 25
	Mesure des résistances (conducteurs, diélectriques, bobines, antennes, etc).
45	Résistance en haute fréquence des bobines toroïdales. — Butterworth (S.), février 1929, p. 11.
46	Influence de la fréquence sur les valeurs des résistances utilisées dans les circuits de grille. — Jackson, février 1929, p. 12.
47	Une méthode de mesure des pertes causées par les condensateurs aux radio-fréquences. — Wilmotte (R.-M.), mars 1929, p. 18.
	Mesures de rayonnement ou de champ.
48	Méthodes de mesures du champ électromagnétique. — England (C.-R.) et Friis (B.), janvier 1929, p. 1.
49	Enregistreur automatique pour la mesure de l'intensité des signaux radio-électriques et des troubles atmosphériques. — Judson (E.-B.), février 1929, p. 11.
	Formules, Tables, etc.
50	Méthode généralisée pour le calcul de la self-induction de circuits plans ayant des formes arbitraires. — Bashenoff (J.), avril 1929, p. 26.
51	Méthodes d'extension des formules donnant la mutuelle inductance de cercles coaxiaux et l'inductance de bobines à une seule couche. — Grover (F.-W.), avril 1929, p. 26.
52	Mutuelle inductance de deux cercles quelconques. — Chester Snow, avril 1929, p. 26.
53	Formules simples donnant la self-induction des bobines. — Wheeler (H.-A.), octobre 1929, p. 60.
	RAYONNEMENT — PROPAGATION
	Théories d'ensemble.
54	Sur la propagation des ondes dans un milieu dispersif. — Sreenivasan (K.), mars 1929, p. 19.
55	Relation entre la portée des ondes très courtes et la hauteur de l'émetteur au-dessus du sol. — Fass Bender (H.) et Kuhlbaum (G.), avril 1929, p. 27.
56	Quelques méthodes de polarisation des ondes courtes. — Paulin (E.-M.), mai 1929, p. 35.
57	Observations oscillographiques sur la direction de propagation et l'évanouissement des ondes courtes. — Friis (H.-T.), février 1929, p. 12.

Digitized by Google

N° de Référence	TITRES DES ANALYSES
58	Une nouvelle méthode pour déterminer la hauteur de la couche de Kennelly-Heaviside. — MIRICK (C.-B.) et HEUTSCHELL, septembre 1929, p. 50.
	Propagation : résultats expérimentaux. Evanouissements.
59	Variations nocturnes apparentes obtenues avec des radiophares à cadres croisés. — HARADEN PRATT, février 1929, p. 12.
60	Expériences sur la réception dans le tunnel de Mont-Royal. — EVE, STEEL, OLIVE, MC-EWAN, THOMPSON, juillet 1929.
61	Quelques expériences sur la transmission des ondes courtes à faible distance. — CLAPP (J.-K.), septembre 1929, p. 51.
62	Recherches sur la propagation des ondes ultra-courtes. — GERTH (F.) et SCHEPPMANN (W.), avril 1929, p. 27.
63	Essais de portée avec des ondes de quelques centimètres. — LUDENIA (W.), septembre 1929, p. 51.
64	Une étude des signaux multiples rapprochés. — HOAG (J.-B.) et ANDREW (A.), mai 1929, p. 35.
65	Signaux doubles et multiples sur ondes courtes. — QUACK (E.) et MOGEL (H.), juillet 1929, p. 37.
65	Signaux doubles et multiples sur ondes courtes et échos rapprochés sur ondes courtes. — QUACK (E.) et MOGEL (H.), octobre 1929, p. 58.
67	L'étude de l'évanouissement des signaux. — APPLETON (E.-V.), août 1929, p. 45.
68	Mesure de « fading » aux Indes sur PCJJ, TS. — RANGACHARI, août 1929, p. 46.
69	Quelques observations d'évanouissements à courte période. — PARKINSON (T.), septembre 1929, p. 51.
	Parasites atmosphériques.
70	Les atmosphériques à Watheroo (Australie). — CAIRNS (J.-E.-L.), mars 1929, p. 19.
	Effets des phénomènes météorologiques, astronomiques, magnétiques.
71	Influence de l'atmosphère terrestre sur la propagation des ondes courtes. — FUCHS (J.), mars 1929, p. 18.
	Les antennes accordées, non accordées, groupées et dirigées. Prises de terre. Contrepoids.
72	La nature du champ aux environs d'une antenne. — WILMOTTE (R.-M.), janvier 1929, p. 2.
73	Détermination de l'angle le plus favorable au rayonnement avec une antenne horizontale. — MEISSNER (A.) et ROTHE (E.), février 1929, p. 12.
74	Etude théorique des relations de phase dans les réflecteurs. — WILMOTTE (R.-M.) et PETRIE (J.-S. Mc.) janvier 1929, p. 2.
75	Considérations générales sur la directivité des systèmes projecteurs. — WILMOTTE (R.-M.), janvier 1929, p. 2.
76	Les faisceaux d'énergie des ondes courtes. — BOHM (O.), mars 1929, p. 19.
77	Les transports de l'énergie du générateur à l'antenne par les ondes courtes. — MOSER (W.), mars 1929, p. 20.
78	Sur les réflecteurs à fils. — GOTHE (A.), mars 1929, p. 20.

Digitized by Google

Nos de Référence	TITRES DES ANALYSES
79	Transmissions dirigées sur ondes très courtes. — YAGI (H.), avril 1929, p. 27.
80	L'efficacité des réflecteurs pour ondes courtes. — GRESKY (G.), avril 1929, p. 26.
81	Recherches sur les systèmes d'antennes dirigées pour ondes courtes. — MOSER (W.), septembre 1929, p. 51.
82	Résistance de rayonnement des systèmes d'antennes dirigées. — FISTOLKORS (A.-A.), septembre 1929, p. 52.
	Cadres. Rayonnement. Radiogoniométrie. Observations.
83	Réversibilité du radiogoniomètre et du radiophare à cadre tournant. — SMITH-ROSE (R.-L.), avril 1929, p. 27.
84	Dispositif radiogoniométrique à lecture directe. — HELL (R.), septembre 1929, p. 54.
	EMISSION
	Lampes : montages, rendement, théorie, stabilisation par quartz, excitation séparée, etc.
85	La condition d'entretien des oscillations dans les générateurs à lampes pour ondes très courtes. — PFITZER (W.), janvier 1929, p. 2.
86	Sur la variation de la fréquence émise par un oscillateur à tubes et due aux variations du courant de chauffage, des tensions de grille et de plaque, et de la résistance extérieure. — ELLER (K.-B.), février 1929, p. 14.
87	Sur le mécanisme d'oscillations des électrons dans un triode. — HOLLMANN (H.-E.), juillet 1929, p. 38.
88	Sur la théorie du générateur à lampe. — KIRCHSTEIN (F.), septembre 1929, p. 52.
89	Production d'oscillations par un système à triodes dans lequel le rôle des capacités est négligeable. — HEEGNER (K.) et WATANABE (Y.), octobre 1929, p. 58.
90	Sur une méthode pour obtenir des ondes électriques très courtes. — ZACEK (A.), avril 1929, p. 28.
91	La production des ondes électriques les plus courtes avec des tubes électroniques. — HOLLMANN, juillet 1929, p. 39.
92	Sur les ondes Barkhausen-Kurz. — KNIPPING (P.), septembre 1929, p. 52.
93	Oscillateurs piézo-électriques avec des lampes à quatre électrodes. — HARRISSON (J.-R.), mars 1929, p. 20.
94	Influence des constantes des circuits sur la fréquence des oscillateurs à quartz piézo-électrique. — TERRY (A.-M.), mars 1929, p. 21.
95	Sur les variations de la fréquence des générateurs à lampes et leur stabilisation. — LAZAREFF (W.), juillet 1929, p. 39.
96	Un réglage auxiliaire de la fréquence des oscillateurs de haute fréquence. — LAMPKIN (G.-F.), juillet 1929, p. 39.
97	Un nouveau tube à grille-écran pour émission de faible puissance. — PIKE (O.-W.) et SPITZEN (E.-E.), juillet 1929, p. 39.
98	Poste émetteur à ondes courtes stabilisé par quartz. — Octobre 1929, p. 58.

Digitized by Google

Nos de Référence	TITRES DES ANALYSES
	RECEPTION
	Généralités.
99	Le choix des lampes de réception. — SOWERBY (A.-L.-M.), juillet 1929, p. 41.
	Antennes et circuits, sélection, constante de temps.
100	Sur l'énergie apportée au récepteur par la prise de terre. — SZEKELY (A.), janvier 1929, p. 3.
101	Antennes et circuits filtrants. — PLEBANSKI (J.), avril 1929, p. 28.
102	L'effet directif des cadres. Acuité et orientation des extinctions dans l'intérieur des immeubles. Limites de la réception sur cadre. — ARDENNE (M.-V.), septembre 1929, p. 52.
103	Un nouveau principe pour obtenir des courbes de résonance rectangulaires ; application à la réception des ondes courtes. — KALLMANN (H.-E.), septembre 1929, p. 54.
104	Etude sur un filtre électrique. — FAYARD (G.), octobre 1929, p. 58.
	Amplification. Généralités ; puissance et distorsion.
105	Sur la théorie de l'amplificateur de puissance. — ARDENNE (M.-V.), janvier 1929, p. 3.
106	Sur la puissance maximum fournie par les amplificateurs. — FORSTMANN (A.) et SCHRAMM (E.), mars 1929, p. 21.
107	Lampe de puissance nouvelle. — Juillet 1929, p. 40.
108	Le pentode et l'amplification de puissance. — SIMS (L.-G.-A.), juillet 1929, p. 41.
109	Sur la puissance maximum et la distorsion du dernier étage d'amplification. — BARTELS (H.), juillet 1929, p. 41.
110	Caractéristiques de sortie des amplificateurs thermoioniques. — BRAIN (B.-C.), juillet 1929, p. 41.
111	Les bruits dans les amplificateurs. — SOWERBY (A.-L.-M.), septembre 1929, p. 54.
	Amplification Montages.
112	Note sur la théorie du transformateur haute fréquence. — DIAMOND (H.) et STOWEL (E.-Z.), janvier 1929, p. 3.
113	Application de la théorie des circuits à la lampe à grille-écran. — NELSON (J.-B.), juillet 1929, p. 40.
114	Est-il nécessaire d'avoir une amplification haute fréquence apériodique ? REICHNITZER (R.), juillet 1929, p. 40.
115	Neutralisation de l'amplificateur à résonance. — SCHLESINGER (L.), juillet 1929, p. 40.
116	L'inductance optimum des transformateurs. — PFEIFER (G.), août 1929, p. 46.
117	L'amplification périodique en haute fréquence avec les lampes modernes. — Août 1929, p. 46.
118	Récepteur sur cadre avec amplification apériodique en haute fréquence. — RHEIN (F.), septembre 1929, p. 53.
119	L'amplification haute fréquence sans distorsion. — KOFES, octobre 1929, p. 58.

Digitized by Google

N°s de Référence	TITRES DES ANALYSES
	Réception des ondes courtes. Hétérodyne. Superhétérodyne. Changeurs de fréquence.
120	Le problème du changement multiple de fréquence avec le maximum d'économie. — AIGNER (F.), avril 1929, p. 29.
121	Récents progrès du superhétérodyne. — BEES (G.-L.) et CARLSON (W.-L.), juillet 1929, p. 41.
122	Récepteurs à ondes courtes avec stabilisation par quartz. — HANDEL (P.-V.), KRUGER (K.), PLENDL (H.), septembre 1929, p. 53.
	Détection.
123	Effet de la composition chimique de la galène sur sa sensibilité comme détecteur, émission à froid par les cristaux. — OGAWA, NEMOTO, KANEKO, janvier 1929, p. 3.
124	Le sens du courant redressé par un détecteur à cristal. — REISSHAUSS (G.G.), mars 1929, p. 21.
125	La détection avec le tube à quatre électrodes. — NELSON (J.-R.), mars 1929, p. 21.
126	Caractéristiques de différents triodes détecteurs. — TERMAN (F.-E.) et GOOGIN (T.-M.), avril 1929, p. 28.
127	Effet de la capacité grille-plaque dans la détection par la plaque. — BIEDERMANN (E.-A.), avril 1929, p. 28.
128	Quelques principes sur la détection par condensateur shunté. — TERMAN (F.-E.), juillet 1929, p. 40.
129	Remarques sur la détection par la grille. — NELSON (J.-R.), septembre 1929, p. 54.
130	Le détecteur à diode (Kirkifier). — KIRKE (H.-L.), avril 1929, p. 31.
	EXPLOITATION — APPLICATIONS
	Télégraphie. Grandes stations. Centres radio.
131	Le centre radiotélégraphique de Rome (Sans Paolo). — PESSION (G.) et MONTEFINALE (G.), juillet 1929, p. 42.
132	Limites d'audibilité et conditions optima de trafic par ondes courtes sur les lignes transocéaniques. — QUACK (E.) et MOGEN (H.), août 1929, p. 47.
133	Poste émetteur à ondes courtes stabilisé par quartz. — Octobre 1929, p. 58.
	Téléphonie ; modulation ; radiodiffusion.
134	Téléphonie transatlantique. Le problème technique. — BLACKWELL (O.-B.), janvier 1929, p. 4.
135	Nouveau service téléphonique entre Berlin et Buenos-Ayres. — Mars 1929, p. 22.
136	Radiocommunications téléphoniques entre l'Europe et l'Amérique. — WOLLNER (E.), mars 1929, p. 22.
137	La radiodiffusion sur fréquence commune. — HAHNEMAN (W.) et GERTH (F.), juillet 1929, p. 42.
138	Fonctionnement de plusieurs stations de radiodiffusion sur une longueur d'onde commune. — ECKERSLEY (P.-P.) et HOWE (A.-B.), août 1929, p. 46.
139	Construction des antennes d'émission pour les stations de radiodiffusion. — ECKERSLEY (P.-F.), ECKERSLEY (T.-L.) et KIRKE (H.-L.), août 1929, p. 47.

Digitized by Google

N.os de Référence	TITRES DES ANALYSES
	Transmission des images. Télévision.
140	La téléphotographie d'après le système Lorenz-Korn. — Schepman (W.) et Eulenhofer (A.), janvier 1929, p. 6.
141	Les progrès dans la phototélégraphie. — Schroter (F.), mars 1929, p. 24.
142	Transmission d'images par ondes dirigées. — Avril 1929, p. 29.
143	Construction d'un récepteur d'images. — Haynes (F.-H.), avril 1929, p. 30.
	Télémécanique.
144	La télémécanique dans la marine allemande de 1916 à 1918. — Birnbaum (H.-W)., mars 1929.
	A bord d'engins mobiles : avions, bateaux, etc.
145	Radiophares pour la traversée du Pacifique. — Shangraw (C.-S.), janvier 1929, p. 5.
146	Détermination de la position d'un navire hydrographe par procédé radioacoustique. — Service (H.-J.), janvier 1929, p. 5.
147	Service des communications aéronautiques. — Craft (E.-B.), janvier 1929, p. 6.
148	Récepteurs d'avions pour radiophares et téléphonie. — Pratt (H.) et Diamond (H.) mars 1929, p. 23.
149	Construction d'un indicateur de route à lames vibrantes pour le guidage des avions. — Dunmore (F.-W.), mars 1929, p. 23.
150	Radiophare unidirectionnel pour l'aéronautique. — Stowel (E.-Z.), avril 1929, p. 29.
151	Emploi de la radio comme auxiliaire de la navigation aérienne. — Dellinger (J.-H.), avril 1929, p. 29.
152	Sur la propagation des ondes courtes de petite puissance jusqu'à la distance de 1.000 km. — Krüger (K.) et Plendl (H.), juillet 1929, p. 43.
153	Récepteur d'avion muni d'antenne fixe. — Drake (F.-H.), juillet 1929, p. 43.
154	Dispositif radiogoniométrique à lecture directe. — Heil (R.), septembre 1929, p. 54.
	Sur fils ; haute fréquence sur lignes.
155	Les systèmes à courant porteur pour la téléphonie sur lignes à grandes distances. — Affel (H.-F.), Demarest (C. S.) et Green (C.-W.), février 1929, p. 14.
156	Transmission des courants haute fréquence sur les réseaux de transport de force. — Boddie (C.-A.) et Curtis (R.-C.), avril 1929, p. 30.
	Organisation des radiocommunications. Réglementation.
157	La réglementation des stations d'émission à ondes courtes. — Hooper (S.-C.), janvier 1929, p. 6.
158	Analyse du plan de répartition des stations de radiodiffusion. — Dellinger (J.-H.), février 1929, p. 15.
159	Transmission de « l'information ». — Hartley (R.-V.-L.), février 1929, p. 15.

Digitized by Google

N°s de Référence	TITRES DES ANALYSES
160	Considérations techniques intervenant dans la répartition des ondes courtes. — Espenschied (L.), avril 1929, p. 30.
161	Etude sur la distribution de la radiodiffusion dans le « Middle West ». — Jansky (C.-M.), juillet 1929, p. 42.
	MATERIEL
	Lampes.
162	Calcul des tubes à vide et dessin des triodes. — Yuziro Kusunose, mai 1929, p. 35.
163	Un nouveau tube redresseur. — Pike (O.-W.) et Moser (H.-T.), mai 1929, p. 36.
164	L'UV861, tube émetteur de grande puissance à grille écran ; l'UV861 en action. — Westman (H.-P.) et Rodimon (C.-C.), mai 1929, p. 36.
165	Essais de tubes à la production. — Dyck (A.-F. Van) et Engel (F.-H.), mai 1929, p. 36.
166	Applications des abaques à alignement aux caractéristiques de lampes. — Reed (M.), août 1929, p. 47.
167	La représentation algébrique des caractéristiques de triodes. — Barclay (W.-A.), août 1929, p. 48.
168	Nouvelles valves à décharge. — Teucke (K.), septembre 1929, p. 55.
169	Le développement du filament à oxydes. — Hodgson (B.), septembre 1929, p. 55.
170	Lampes modernes à haute fréquence. — Page (W.-I.-G.), septembre 1929, p. 55.
171	Abaque pour le choix des lampes. — Beatty (R.-T.), septembre 1929, p. 55.
172	Le redressement par cathode froide. — Shaw (A.-E.), septembre 1929, p. 56.
173	Les caractéristiques des tubes à quatre électrodes et leur influence sur le rendement. — Prince (D.-C.), mars 1929, p. 24.
	Microphones.
174	Nouvelles recherches sur les microphones à charbon. — Hartmann (C.-A.), janvier 1929, p. 7.
175	Sur le fonctionnement du cathodophone. — Meyer (E.), avril 1929, p. 31.
176	Sur une méthode simple permettant l'analyse automatique du son et la mesure de la distorsion non linéaire des microphones à charbon. — Meyer (E.), janvier 1929, p. 7.
	Haut-parleurs.
177	Sur le rayonnement sonore des diaphragmes de haut-parleur. — Howe (G.-W.-O.), août 1929, p. 48.
178	A la recherche de la qualité. Construction et rendement d'un haut-parleur à pavillon logarithmique de 8 mètres. — Denman (R.-P.-G.), septembre 1929, p. 56.
179	Egalité apparente des sons fournis par un haut-parleur à diverses fréquences. — Hector (L.-G.), octobre 1929, p. 59.

Digitized by Google

N° de Référence	TITRES DES ANALYSES
	Sources de courant.
180	Piles sèches pour haute tension. — SANDERSON (R.-W.-W.), avril 1929, p. 31.
181	Les redresseurs au tantale. — INNOCENTI (J.), avril 1929, p. 31.
182	Un nouveau redresseur sec. — IRION (O.), avril 1929, p. 32.
183	Surtensions dans les filtres d'alimentation. — WARREN (A.-G.), août 1929, p. 48.
184	Dispositif de haute fréquence redressée fournissant une tension continue régularisée automatiquement. — HERMANSPANN (P.), septembre 1929, p. 56.
	SUJETS NON SPECIAUX A LA T. S. F. OU EN DEHORS DE LA T. S. F.
185	L'emploi des métaux nobles pour les contacts électriques. — KINGSBURY (E.-F.), janvier 1929, p. 8.
186	La théorie électronique et le mécanisme de soupape dans les cellules électrolytiques. — AUDUBERT (R.), février 1929, p. 15.
187	Conduction électrique de divers isolants. — RACE (H.-H.), février 1929, p. 16.
188	Revue de documentation sur les récents travaux d'acoustique et spécialement d'électro-acoustique. — TRENDELENBURG (F.), février 1929, p. 16.
189	Détermination expérimentale du champ électrostatique au voisinage d'une plaque et d'une baguette. — MITKEWICH (W.-W.), avril 1929, p. 32.
190	Le « radiophone ». — EICHHORN (G.), avril 1929, p. 32.
191	Reproduction électrique des concerts. — BACKHAUS (H.), avril 1929, p. 32.
192	Oscillateurs à magnétostriction. — PIERCE (G.-W.), juillet 1929, p. 44.
193	Sur la réception des articles scientifiques. — COLEBROOK (F.-M.), août 1929, p. 48.

Digitized by Google

CLASSEMENT DES ANALYSES

par noms d'auteurs suivant l'ordre alphabétique.

NOMS D'AUTEURS	Nos DE RÉFÉRENCE
A	
AFFEL	155.
AIGNER	120.
AISBERG	2.
ANDREW	64.
APPLETON	67.
ARDENNE	39, 102, 165
AUDUBERT	186.
B	
BACKHAUS	191.
BARCLAY	167.
BARTELS	109.
BASHEROFF	50.
BEATTY	171.
BEDEAU	5.
BEES	131.
BERTLET	41.
BIEDERMANN	137.
BIRNBAUM	144.
BLACKWELL	134
BODDIE	156
BOGARDUS	29.
BOHN	76.
BOWER	32.
BRAILLARD	36.
BRAIN	110
BUTHERWORTH	45.
C	
CAIRNS	70.
CAMPBELL	6.
CARLSON	121.
CHESTER SNOW	11, 52.
CLAPP	61.
COBBOLD	35.
COLEBROOK	13, 193
COURSEY	18, 37.
CRAFT	147.
CROSLEY	17.
CURTIS	156.
D	
DELLINGER	20, 151, 158.
DERMANN	178.

Digitized by Google

NOMS D'AUTEURS	Nos DE RÉFÉRENCE
DESMARETS	155.
DIAMOND	112, 148.
DICKEY	16.
DIVOIRE	30.
DUNMORE	140.
DRAKE	153.
E	
ECKERSLEY	138, 139.
EICHHORN	190.
ELLER	86.
ENGEL	165.
ENGLUND	10, 48.
ESPENCHIED	160.
EULENHOFER	140.
EVE	60.
F	
FASS BENDER	55.
FAYARD	104.
FELDMANN	38.
FERGUSON	41.
FORSTMANN	106.
FRIIS	48, 57.
FUCHS	71.
G	
GERTH	36, 62, 127.
GIEBE	22.
GOOGIN	196
GOTHE	78.
GRAHAM	42.
GREEN	155.
GRECHNITZER	114.
GRESKY	80.
GRIFFITH	40.
GROVER	51.
H	
HAHMEMAN	137.
HALL	24.
HANDEL	122.
HARADEN PRATT	59.
HARRISON	34, 93.
HARTLEY	159.
HARTMANN	174.
HAYNES	143.
HECTOR	179.
HEEGNER	89.
HELL	84, 154.
HERMANSPANN	184.
HENTSCHELL	58.
HITCHCOCK	31.
HOAG	64.
HODGSON	169.
HOLLMANN	87, 91.

Digitized by Google

NOMS D'AUTEURS	N°s DE RÉFÉRENCE
HOOPFER	157.
HOWE	7, 138, 177.
HUDEC	14.
HULBURT	15.
HULL	23.
HUND	33.
I	
INNOCENTI	181.
IRION	182.
J	
JACKSON	46.
JANSKY	38, 161.
JUDSON	49.
K	
KALLMANN	103.
KANEKO	133.
KINGSBURY	185.
KIRCHSTEIN	88.
KIRKE	120, 139.
KLAPP	23.
KNIPPING	92.
KOFES	119.
KRUGER	122, 152.
KUHLBAUM	55.
L	
LAMPKIN	96.
LANDON	43.
LAZAREFF	95.
LUDENIA	63.
M	
MAC EWAN	60.
MALLETTE	8.
MANNING	29.
MARRISSON	26, 28.
MARS	15.
MEISSNER	73.
MEYER	175, 176.
MIRICK	58.
MITKEWICH	189.
MOGEL	65, 66, 132.
MONTEFINALE	131.
MOSER	77, 81, 163.
N	
NAMBA	27.
NELSON	113, 125, 129.
NEMOTO	123.
O	
OGAWA	123.
OLIVE	60.
OWENS	21.

Digitized by Google

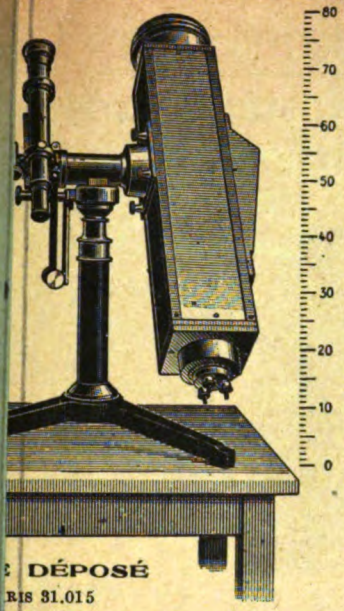
Nos de Référence	TITRES DES ANALYSES
	Mesures des longueurs d'ondes et des fréquences, ondemètres, fils de Lécher, multivibrateur, quartz, etc.
19	La superposition des mouvements circulaires. — RANGACHARI (T.-S.), juillet 1929, p. 37.
20	L'état actuel de l'étalonnage des fréquences. — DELLINGER (J.-H.), février 1929, p. 10.
21	L'étalon primaire de fréquence de la Marine américaine. — WORRALL (R.-H.) et OWENS (R.-B.), mars 1929, p. 17.
22	Comparaison internationale d'étalons de fréquences. — GIEBE (E.) et SCHEIBE (A.), septembre 1929, p. 50.
23	Une méthode pratique pour comparer un étalon secondaire de fréquence avec un étalon de temps. — HULL (L.-M.) et KLAPP (J.-K.), mai 1929, p. 33.
24	Un système de mesures de fréquences à partir d'une seule fréquence. — HALL (E.-L.), mai 1929, p. 34.
25	Une méthode pour étalonner un oscillateur à basse fréquence avec un étalon à fréquence unique. — RANGACHARI (T.-S.), mai 1929, p. 34.
26	Un étalon de fréquence de haute précision. — MARRISON (W.-A.), septembre 1929, p. 49.
27	Influence de la pression atmosphérique sur la fréquence d'un diapason. — NAMBA (Y.), octobre 1929, p. 57.
28	Thermostat pour étalons de fréquence. — MARRISON (W.-A.), mars 1929, p. 17.
29	La mesure courante de la fréquence des stations de radiodiffusion. — BOGARDUS (H.-L.) et MANNING (C.-T.), septembre 1929, p. 49.
30	La mesure des longueurs d'onde des stations de radiodiffusion. — BRAILLARD (R.) et DIVOIRE (E.), septembre 1929, p. 50.
31	Un ondemètre à lecture directe. — HITCHCOCK (R.-C.), mai 1929, p. 33.
32	Un nouveau type d'oscillateur piézo-électrique étalon de fréquence. — WHEELER (L.-P.) et BOWER (W.-E.), mars 1929, p. 17.
33	Notes sur les quartz, l'effet de l'intervalle d'air et les oscillations musicales. — HUND (A.), mars 1929, p. 18.
34	La résonance piézo-électrique et les phénomènes oscillatoires avec vibrations de flexion dans les plaques de quartz. — HARRISON (J.-R.), mars 1929, p. 18.
35	Quelques applications pratiques des résonateurs à quartz. — COEBOLD (G.-W.) et UNDERDOWN (A.-E.), août 1929, p. 45.
36	Le coefficient de température des résonateurs à quartz. — GERTH (F.) et ROCHOW (H.), août 1929, p. 45.
	Mesures des intensités, tensions et amplifications ; voltmètres, amplificateurs.
37	Application des condensateurs à la mesure des gros courants de haute fréquence. — COURSEY (Ph.-R.), mai 1929, p. 34.
38	Voltmètre thermoionique à deux sensibilités. — JANSKY (C.-M.) et FELDMAN (C.-B.), février 1929, p. 10.
39	Mesure sur la tension alternative à l'entrée des amplificateurs. — ARDENNE (M.-V.), mars 1929, p. 22.
	Mesures des capacités et constantes diélectriques
40	Notes complémentaires sur la permanence d'étalonnage et l'exactitude absolue du condensateur variable à montage série. — GRIFFITHS (W.-H.-F.), mai 1929, p. 34.

Digitized by Google

NOMS D'AUTEURS	Nos DE RÉFÉRENCE
THOMPSON	60.
TRENDELENBURG	188.
TURNER	44.
U	
UNDERDOWN	35.
V	
VAN DYCK	16, 165.
W	
WARREN	183.
WATANABE	89.
WESTMAN	164.
WHEELER	32, 53.
WILMOTTE	7, 47, 72, 74, 75.
WOLHNER	136.
WORRALL	21.
Y	
YAGI	79.
YUZIRO KUSONOSE	162.
Z	
ZACEK	90.
ZENNECK	3.
ZOBEL	13

Digitized by Google

Digitized by Google



: DÉPOSÉ
RIS 31.015

M. MANENT

Constructeur breveté S. G. D. G.

Rue du Parc, LA CROIX DE BERNY (Seine)

RÉFRACTO - RÉFLECTEUR

à vision horizontale

Construction soignée, rigide, indéréglable, il vous permet l'emploi d'Instruments puissants sans encombrement, en observant toujours assis.

Il peut se monter équatorialement ou sur pied de jardin.

Le chercheur peut se monter avec le nouvel oculaire pour l'observation en ligne ou zénithale.

Envoi du catalogue illustré contre 3 francs en France et 4 fr. 50 à l'Étranger, remboursable à la première commande.

mier modèle de cet Instrument a été établi sur les indications **Bauer** et **A. Danjon**, pour l'Observatoire Vallot « au Mont Blanc ».

ECTIFS ASTRONOMIQUES DE TOUS SYSTÈMES

›araboliques, plans ou hyperboliques pour Télescopes

RETOUCHES DES OBJECTIFS ET MIROIRS ASTRONOMIQUES

ET, Opticien-Constructeur, 24, rue de Gergovie, **Paris (14e)**

ILS ENREGISTREURS POUR LA MÉTÉOROLOGIE

tre enregistreur

BAROMÈTRES
THERMOMÈTRES
HYGROMÈTRES
ANÉMOMÈTRES
ANÉMO-CINÉMOGRAPHES
PLUVIOMÈTRES
ACTINOMÈTRES
PYRÉLIOGRAPHES
SOLARIMÈTRES du Dr Gorczynski

VÉRASCOPE RICHARD

appareil stéréoscopique, formats 45 × 107 — 6 × 13 — 7 × 13 (sur plaques et pellicules)

— CATALOGUE T sur DEMANDE —

Stéréoscope bilingue

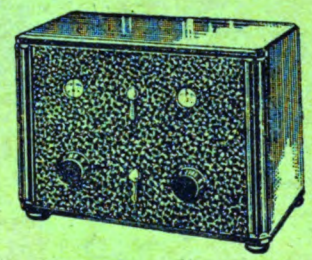
Sté An. des Établts
Jules RICHARD

Magasin de Vente
7, Rue La Fayette
PARIS

Digitized by Google

SICRA

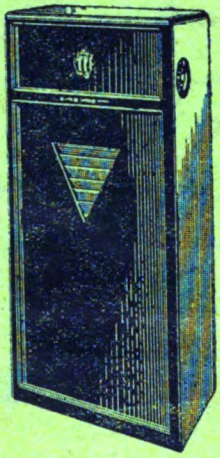
Du meilleur marché.



SICRA-JUNIOR

au

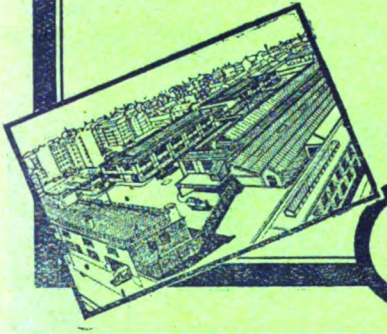
plus somptueux..



SICRA-VII Meuble

Demandez les Notices

L'usine de la SICRA est la plus importante usine européenne pour la construction du matériel amateur de T. S. F.



Récepteurs normaux :

de montage perfectionné et de construction très soignée.

SICRA-Junior, à 4 lampes, sur antenne, montage neutrodyne à bigrille. Prix : fr. **495**

SICRA-Senor, à 6 lampes, sur cadre, montage à changement de fréquence par bigrille. Prix : fr. **700**

Cadre. Prix : fr. **150**

Récepteurs de luxe :

les plus beaux appareils réalisés à ce jour.

SICRA-IV, à 4 lampes, sur antenne, montage neutrodyne à bigrille. Prix : fr. **1.650**

SICRA-VII, à 7 lampes, sur cadre, montage à changement de fréquence par bigrille, avec moyenne-fréquence neutrodynée Prix avec cadre : fr. **3.800**

SICRA-VII Meuble, à 7 lampes, sur cadre. Prix avec tous accessoires : fr. **8.000**

Récepteurs portatifs :

réunissant le maximun de commodités à une présentation luxueuse.

SICRA-Valise, à 6 lampes, sur cadre, montage à changement de fréquence par bigrille. Prix avec tous accessoires : fr. **3.000**

Pièces détachées :

Série variée, de construction exceptionnellement soignée.

SOCIÉTÉ INDÉPENDANTE
DE CONSTRUCTIONS RADIOÉLECTRIQUES
POUR AMATEURS

78 et 80, Route de Châtillon à Malakoff (Seine)
Capital : 3.500.000 francs

Téléph. : Vaug. 32.92 (3 lignes) C. Ch. Post. : Paris 1154-94
R. C. Seine : 226-176 B.

Agents Demandés

SICRA

Etienne CHIRON, Editeur, 40, Rue de Seine, PARIS

DIJON — IMPRIMERIE DARANTIERE

Digitized by Google

N°s de Référence	TITRES DES ANALYSES
	Réception des ondes courtes. Hétérodyne. Superhétérodyne. Changeurs de fréquence.
120	Le problème du changement multiple de fréquence avec le maximum d'économie. — AIGNER (F.), avril 1929, p. 29.
121	Récents progrès du superhétérodyne. — BEES (G.-L.) et CARLSON (W.-L.), juillet 1929, p. 41.
122	Récepteurs à ondes courtes avec stabilisation par quartz. — HANDEL (P.-V.), KRUGER (K.), PLENDL (H.), septembre 1929, p. 53.
	Détection.
123	Effet de la composition chimique de la galène sur sa sensibilité comme détecteur, émission à froid par les cristaux. — OGAWA, NEMOTO, KANEKO, janvier 1929, p. 3.
124	Le sens du courant redressé par un détecteur à cristal. — REISSHAUSS (G.G.), mars 1929, p. 21.
125	La détection avec le tube à quatre électrodes. — NELSON (J.-R.), mars 1929, p. 21.
126	Caractéristiques de différents triodes détecteurs. — TERMAN (F.-E.) et GOOGIN (T.-M.), avril 1929, p. 28.
127	Effet de la capacité grille-plaque dans la détection par la plaque. — BIEDERMANN (E.-A.), avril 1929, p. 28.
128	Quelques principes sur la détection par condensateur shunté. — TERMAN (F.-E.), juillet 1929, p. 40.
129	Remarques sur la détection par la grille. — NELSON (J.-R.), septembre 1929, p. 54.
130	Le détecteur à diode (Kirkifier). — KIRKE (H.-L.), avril 1929, p. 31.
	EXPLOITATION — APPLICATIONS
	Télégraphie. Grandes stations. Centres radio.
131	Le centre radiotélégraphique de Rome (Sans Paolo). — PESSION (G.) et MONTEFINALE (G.), juillet 1929, p. 42.
132	Limites d'audibilité et conditions optima de trafic par ondes courtes sur les lignes transocéaniques. — QUACK (E.) et MOGEN (H.), août 1929, p. 47.
133	Poste émetteur à ondes courtes stabilisé par quartz. — Octobre 1929, p. 58.
	Téléphonie ; modulation ; radiodiffusion.
134	Téléphonie transatlantique. Le problème technique. — BLACKWELL (O.-B.), janvier 1929, p. 4.
135	Nouveau service téléphonique entre Berlin et Buenos-Ayres. — Mars 1929, p. 22.
136	Radiocommunications téléphoniques entre l'Europe et l'Amérique. — WOLLNER (E.), mars 1929, p. 22.
137	La radiodiffusion sur fréquence commune. — HAHNEMAN (W.) et GERTH (F.), juillet 1929, p. 42.
138	Fonctionnement de plusieurs stations de radiodiffusion sur une longueur d'onde commune. — ECKERSLEY (P.-P.) et HOWE (A.-B.), août 1929, p 46.
139	Construction des antennes d'émission pour les stations de radiodiffusion. — ECKERSLEY (P.-F.), ECKERSLEY (T.-L.) et KIRKE (H.-L.), août 1929, p. 47.

Digitized by Google

N° de Référence	TITRES DES ANALYSES
	Transmission des images. Télévision.
140	La téléphotographie d'après le système Lorenz-Korn. — Schepman (W.) et Eulenhofer (A.), janvier 1929, p. 6.
141	Les progrès dans la phototélégraphie. — Schroter (F.), mars 1929, p. 24.
142	Transmission d'images par ondes dirigées. — Avril 1929, p. 29.
143	Construction d'un récepteur d'images. — Haynes (F.-H.), avril 1929, p. 30.
	Télémécanique.
144	La télémécanique dans la marine allemande de 1916 à 1918. — Birnbaum (H.-W)., mars 1929.
	A bord d'engins mobiles : avions, bateaux, etc.
145	Radiophares pour la traversée du Pacifique. — Shangraw (C.-S.), janvier 1929, p. 5.
146	Détermination de la position d'un navire hydrographe par procédé radioacoustique. — Service (H.-J.), janvier 1929, p. 5.
147	Service des communications aéronautiques. — Craft (E.-B.), janvier 1929, p. 6.
148	Récepteurs d'avions pour radiophares et téléphonie. — Pratt (H.) et Diamond (H.) mars 1929, p. 23.
149	Construction d'un indicateur de route à lames vibrantes pour le guidage des avions. — Dunmore (F.-W.), mars 1929, p. 23.
150	Radiophare unidirectionnel pour l'aéronautique. — Stowel (E.-Z.), avril 1929, p. 29.
151	Emploi de la radio comme auxiliaire de la navigation aérienne. — Dellinger (J.-H.), avril 1929, p. 29.
152	Sur la propagation des ondes courtes de petite puissance jusqu'à la distance de 1.000 km. — Krüger (K.) et Plendl (H.), juillet 1929, p. 43.
153	Récepteur d'avion muni d'antenne fixe. — Drake (F.-H.), juillet 1929, p. 43.
154	Dispositif radiogoniométrique à lecture directe. — Hell (R.), septembre 1929, p. 54.
	Sur fils ; haute fréquence sur lignes.
155	Les systèmes à courant porteur pour la téléphonie sur lignes à grandes distances. — Affel (H.-F.), Demarest (C. S.) et Green (C.-W.), février 1929, p. 14.
156	Transmission des courants haute fréquence sur les réseaux de transport de force. — Boddie (C.-A.) et Curtis (R.-C.), avril 1929, p. 30.
	Organisation des radiocommunications. Réglementation.
157	La réglementation des stations d'émission à ondes courtes. — Hoopfer (S.-C.), janvier 1929, p. 6.
158	Analyse du plan de répartition des stations de radiodiffusion. — Dellinger (J.-H.), février 1929, p. 15.
159	Transmission de « l'information ». — Hartley (R.-V.-L.), février 1929, p. 15.

Digitized by Google

N°s de Référence	TITRES DES ANALYSES
160	Considérations techniques intervenant dans la répartition des ondes courtes. — Espenschied (L.), avril 1929, p. 30.
161	Etude sur la distribution de la radiodiffusion dans le « Middle West ». — Jansky (C.-M.), juillet 1929, p. 42.
	MATERIEL
	Lampes.
162	Calcul des tubes à vide et dessin des triodes. — Yuziro Kusunose, mai 1929, p. 35.
163	Un nouveau tube redresseur. — Pike (O.-W.) et Moser (H.-T.), mai 1929, p. 36.
164	L'UV861, tube émetteur de grande puissance à grille écran ; l'UV861 en action. — Westman (H.-P.) et Rodimon (G.-C.), mai 1929, p. 36.
165	Essais de tubes à la production. — Dyck (A.-F. Van) et Engel (F.-H.), mai 1929, p. 36.
166	Applications des abaques à alignement aux caractéristiques de lampes. — Reed (M.), août 1929, p. 47.
167	La représentation algébrique des caractéristiques de triodes. — Barclay (W.-A.), août 1929, p. 48.
168	Nouvelles valves à décharge. — Teucke (K.), septembre 1929, p. 55.
169	Le développement du filament à oxydes. — Hodgson (B.), septembre 1929, p. 55.
170	Lampes modernes à haute fréquence. — Page (W.-I.-G.), septembre 1929, p. 55.
171	Abaque pour le choix des lampes. — Beatty (R.-T.), septembre 1929, p. 55.
172	Le redressement par cathode froide. — Shaw (A.-E.), septembre 1929, p. 56.
173	Les caractéristiques des tubes à quatre électrodes et leur influence sur le rendement. — Prince (D.-C.), mars 1929, p. 24.
	Microphones.
174	Nouvelles recherches sur les microphones à charbon. — Hartmann (C.-A.), janvier 1929, p. 7.
175	Sur le fonctionnement du cathodophone. — Meyer (E.), avril 1929, p. 31.
176	Sur une méthode simple permettant l'analyse automatique du son et la mesure de la distorsion non linéaire des microphones à charbon. — Meyer (E.), janvier 1929, p. 7.
	Haut-parleurs.
177	Sur le rayonnement sonore des diaphragmes de haut-parleur. — Howe (G.-W.-O.), août 1929, p. 48.
178	A la recherche de la qualité. Construction et rendement d'un haut-parleur à pavillon logarithmique de 8 mètres. — Denman (R.-P.-G.), septembre 1929, p. 56.
179	Egalité apparente des sons fournis par un haut-parleur à diverses fréquences. — Hector (L.-G.), octobre 1929, p. 59.

Digitized by Google

N° de Référence	TITRES DES ANALYSES
	Sources de courant.
180	Piles sèches pour haute tension. — SANDERSON (R.-W.-W.), avril 1929, p. 31.
181	Les redresseurs au tantale. — INNOCENTI (J.), avril 1929, p. 31.
182	Un nouveau redresseur sec. — IRION (O.), avril 1929, p. 32.
183	Surtensions dans les filtres d'alimentation. — WARREN (A.-G.), août 1929, p. 48.
184	Dispositif de haute fréquence redressée fournissant une tension continue régularisée automatiquement. — HERMANSPANN (P.), septembre 1929, p. 56.
	SUJETS NON SPECIAUX A LA T. S. F. OU EN DEHORS DE LA T. S. F.
185	L'emploi des métaux nobles pour les contacts électriques. — KINGSBURY (E.-F.), janvier 1929, p. 8.
186	La théorie électronique et le mécanisme de soupape dans les cellules électrolytiques. — AUDUBERT (R.), février 1929, p. 15.
187	Conduction électrique de divers isolants. — RACE (H.-H.), février 1929, p. 16.
188	Revue de documentation sur les récents travaux d'acoustique et spécialement d'électro-acoustique. — TRENDELENBURG (F.), février 1929, p. 16.
189	Détermination expérimentale du champ électrostatique au voisinage d'une plaque et d'une baguette. — MITKEWICH (W.-W.), avril 1929, p. 32.
190	Le « radiophone ». — EICHHORN (G.), avril 1929, p. 32.
191	Reproduction électrique des concerts. — BACKHAUS (H.), avril 1929, p. 32.
192	Oscillateurs à magnétostriction. — PIERCE (G.-W.), juillet 1929, p. 44.
193	Sur la réception des articles scientifiques. — COLEBROOK (F.-M.), août 1929, p. 48.

Digitized by Google

CLASSEMENT DES ANALYSES

par noms d'auteurs suivant l'ordre alphabétique.

NOMS D'AUTEURS	Nos DE RÉFÉRENCE
A	
AFFEL	155.
AIGNER	120.
AISBERG	2.
ANDREW	64.
APPLETON	67.
ARDENNE	39, 102, 165
AUDUBERT	186.
B	
BACKHAUS	191.
BARCLAY	167.
BARTELS	109.
BASHEROFF	50.
BEATTY	171.
BEDEAU	5.
BEES	121.
BERTLET	41.
BIEDERMANN	137.
BIRNBAUM	144.
BLACKWELL	134
BODDIE	156
BOGARDUS	29.
BOHIN	76.
BOWER	32.
BRAILLARD	36.
BRAIN	110
BUTHERWORTH	45.
C	
CAIRNS	70.
CAMPBELL	6.
CARLSON	121.
CHESTER SNOW	11, 52.
CLAPP	61.
COBBOLD	35.
COLEBROOK	13, 193
COURSEY	18, 37.
CRAFT	147.
CROSLEY	17.
CURTIS	156.
D	
DELLINGER	20, 151, 158.
DERMANN	178.

Digitized by Google

NOMS D'AUTEURS	Nos DE RÉFÉRENCE
DESMARETS	155.
DIAMOND	112, 148.
DICKEY	16.
DIVOIRE	30.
DUNMORE	140.
DRAKE	153.
E	
ECKERSLEY	138, 139.
EICHHORN	190.
ELLER	86.
ENGEL	165.
ENGLUND	10, 48.
ESPENCHIED	160.
EULENHOFER	140.
EVE	60.
F	
FASS BENDER	55.
FAYARD	104.
FELDMANN	38.
FERGUSON	41.
FORSTMANN	106.
FRIIS	48, 57.
FUCHS	71.
G	
GERTH	36, 62, 127.
GIEBE	22.
GOOGIN	196
GOTHE	78.
GRAHAM	42.
GREEN	155.
GRECHNITZER	114.
GRESKY	80.
GRIFFITH	40.
GROVER	51.
H	
HAHNEMAN	137.
HALL	24.
HANDEL	122.
HARADEN PRATT	50.
HARRISON	34, 93.
HARTLEY	159.
HARTMANN	174.
HAYNES	143.
HECTOR	179.
HEEGNER	80.
HELL	84, 154.
HERMANSPANN	184.
HENTSCHELL	58.
HITCHCOCK	31.
HOAG	64.
HODGSON	169.
HOLLMANN	87, 91.

Digitized by Google

NOMS D'AUTEURS	N°s DE RÉFÉRENCE
HOOPFER	157.
HOWE	7, 138, 177.
HUDEC	14.
HULBURT	15.
HULL	23.
HUND	33.
I	
INNOCENTI	181.
IRION	182.
J	
JACKSON	46.
JANSKY	38, 161.
JUDSON	49.
K	
KALLMANN	103.
KANEKO	123.
KINGSBURY	185.
KIRCHSTEIN	88.
KIRKE	170, 139.
KLAPP	23.
KNIPPING	92.
KOFES	119.
KRUGER	122, 152.
KUHLBAUM	55.
L	
LAMPKIN	96.
LANDON	43.
LAZAREFF	95.
LUDENIA	63.
M	
MAC EWAN	60.
MALLETTE	8.
MANNING	29.
MARRISSON	26, 28.
MARS	15.
MEISSNER	73.
MEYER	175, 176.
MIRICK	58.
MITKEWICH	189.
MOGEL	65, 66, 132.
MONTEFINALE	131.
MOSER	77, 81, 163.
N	
NAMBA	27.
NELSON	113, 125, 129.
NEMOTO	123.
O	
OGAWA	123.
OLIVE	60.
OWENS	21.

Digitized by Google

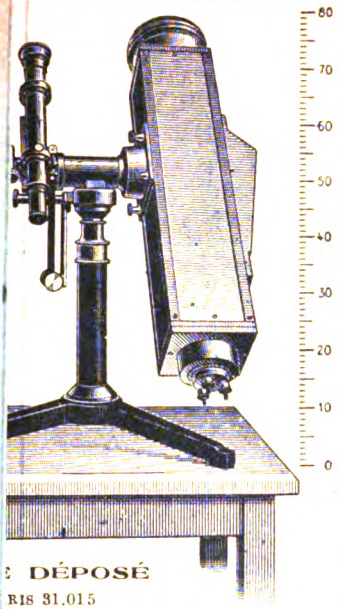
NOMS D'AUTEURS	Nos DE RÉFÉRENCE
P	
PAGE	17, 170.
PAULIN	69.
PARKINSON	56.
PERO MEAD	9.
PESSION	131.
PETRIE	74.
PFEIFER	116.
PFITZER	85.
PIERCE	192.
PIKE	97, 163.
PISTOLKORS	82.
PLEBANSKY	107.
PLENDL	122, 152.
POMEY	1.
PRATT	148.
PRINCE	173.
Q	
QUARCK	65, 66, 132.
R	
RACE	187.
RANGACHARI	19, 25, 68.
REED	166.
REISSHAUSS	124.
RHEIN	118.
ROCHOW	36.
RODINION	164.
ROTHE	4, 73.
S	
SANDERSON	170
SCHEIBE	23.
SCHEPMANN	62, 140.
SCHLESTINGER	115.
SCHOTTKY	4.
SCHRAMM	106.
SCHROTER	141.
SHANGRAW	145.
SHAW	172.
SERVICE	146.
SIMON	4.
SINS	108.
SMITH-ROSE	83.
SOWERBY	99, 111.
SPITZEN	97.
STEEL	60.
STOWEL	112, 150.
SREENVASARI	54.
SZEKELY	100.
T	
TEGMANN	126, 138.
TERRY	94.
TEUCKE	168.

Digitized by Google

NOMS D'AUTEURS	Nos DE RÉFÉRENCE
THOMPSON	60.
TRENDELENBURG	188.
TURNER	44.
U	
UNDERDOWN	35.
V	
VAN DYCK	16, 165.
W	
WARREN	183.
WATANABE	89.
WESTMAN	164.
WHEELER	32, 53.
WILMOTTE	7, 47, 72, 74, 75.
WOLHNER	136.
WORRALL	31.
Y	
YAGI	79.
YUZIRO KUSONOSE	162.
Z	
ZACEK	90.
ZENNECK	3.
ZOBEL	13

Digitized by Google

Digitized by Google



: DÉPOSÉ
RIS 31.015

M. MANENT

Constructeur breveté S. G. D. G.

Rue du Parc, LA CROIX DE BERNY (Seine)

RÉFRACTO - RÉFLECTEUR

à vision horizontale

Construction soignée, rigide, indéréglable, il vous permet l'emploi d'Instruments puissants sans encombrement, en observant toujours assis.

Il peut se monter équatorialement ou sur pied de jardin.

Le chercheur peut se monter avec le nouvel oculaire pour l'observation en ligne ou zénithale.

Envoi du catalogue illustré contre 3 francs en France et 4 fr. 50 à l'Étranger, remboursable à la première commande.

mier modèle de cet Instrument a été établi sur les indications Bauer et A. Danjon, pour l'Observatoire Vallot « au Mont Blanc ».

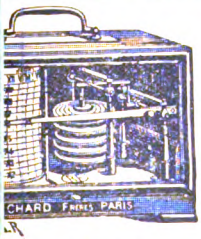
ECTIFS ASTRONOMIQUES DE TOUS SYSTÈMES

)araboliques, plans ou hyperboliques pour Télescopes

RETOUCHES DES OBJECTIFS ET MIROIRS ASTRONOMIQUES

ET, Opticien-Constructeur, 24, rue de Gergovie, **Paris (14e)**

:ILS ENREGISTREURS POUR LA MÉTÉOROLOGIE



tre enregistreur

BAROMÈTRES
THERMOMÈTRES
HYGROMÈTRES
ANÉMOMÈTRES
ANÉMO-CINÉMOGRAPHES
PLUVIOMÈTRES
ACTINOMÈTRES
PYRÉLIOGRAPHES
SOLARIMÈTRES du Dr Gorczynski

VÉRASCOPE RICHARD

appareil stéréoscopique, formats 45 × 107 — 6 × 13 — 7 × 13 (sur plaques et pellicules)

— CATALOGUE T sur DEMANDE —

; Stéréolingue S

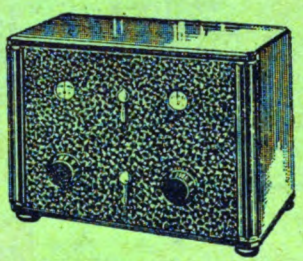
Sté An. des Établts
Jules RICHARD

Magasin de Vente
7, Rue La Fayette
PARIS

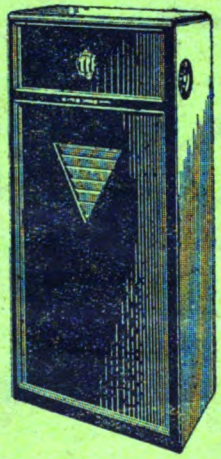
Digitized by Google

SICRA

Du meilleur marché.



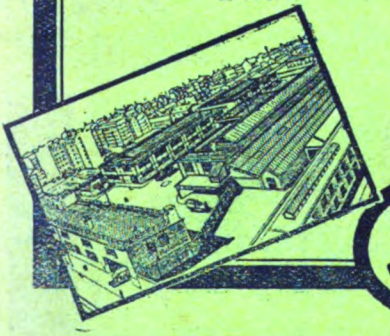
SICRA-JUNIOR
au
plus somptueux..



SICRA-VII Meuble

Demandez les Notices

L'usine de la SICRA est la plus importante usine européenne pour la construction du matériel amateur de T. S. F.



Récepteurs normaux :

de montage perfectionné et de construction très soignée.

SICRA-Junior, à 4 lampes, sur antenne, montage neutrodyne à bigrille. Prix : fr. **495**

SICRA-Senor, à 6 lampes, sur cadre, montage à changement de fréquence par bigrille. Prix : fr. **700**

Cadre. Prix : fr. **150**

Récepteurs de luxe :

les plus beaux appareils réalisés à ce jour.

SICRA-IV, à 4 lampes, sur antenne, montage neutrodyne à bigrille. Prix : fr. **1.650**

SICRA-VII, à 7 lampes, sur cadre, montage à changement de fréquence par bigrille, avec moyenne-fréquence neutrodynée
Prix avec cadre : fr. **3.800**

SICRA-VII Meuble, à 7 lampes, sur cadre.
Prix avec tous accessoires : fr. **8.000**

Récepteurs portatifs :

réunissant le maximun de commodités à une présentation luxueuse.

SICRA-Valise, à 6 lampes, sur cadre, montage à changement de fréquence par bigrille.
Prix avec tous accessoires : fr. **3.000**

Pièces détachées :

Série variée, de construction exceptionnellement soignée.

SOCIÉTÉ INDÉPENDANTE
DE CONSTRUCTIONS RADIOÉLECTRIQUES
POUR AMATEURS

78 et 80, Route de Châtillon à Malakoff (Seine)
Capital : 3.500.000 francs

Téléph. : **Vaug. 32.92** (3 lignes) C. Ch. Post. : Paris 1154-94
R. C. Seine : 226-176 B.

Agents Demandés

SICRA

Etienne CHIRON, Editeur, 40, Rue de Seine, PARIS

DIJON — IMPRIMERIE DARANTIERE

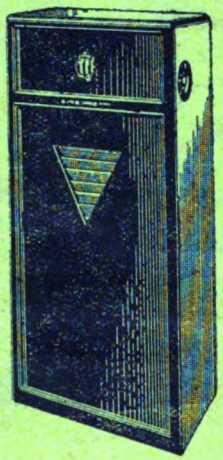
Digitized by Google

Digitized by Google

SICRA

Du meilleur marché.

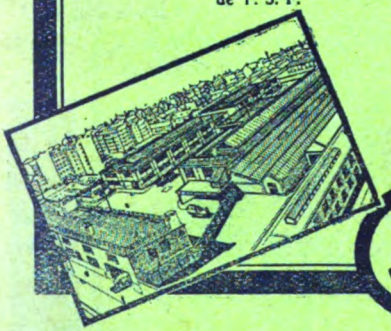
SICRA-JUNIOR
au
plus somptueux..



SICRA-VII Meuble

Demandez les Notices

L'usine de la SICRA est la plus importante usine européenne pour la construction du matériel amateur de T. S. F.



Récepteurs normaux :

de montage perfectionné et de construction très soignée.

SICRA-Junior, à 4 lampes, sur antenne, montage neutrodyne à bigrille. Prix : fr. **495**

SICRA-Senor, à 6 lampes, sur cadre, montage à changement de fréquence par bigrille. Prix : fr. **700**

Cadre. Prix : fr. **150**

Récepteurs de luxe :

les plus beaux appareils réalisés à ce jour.

SICRA-IV, à 4 lampes, sur antenne, montage neutrodyne à bigrille. Prix : fr. **1.650**

SICRA-VII, à 7 lampes, sur cadre, montage à changement de fréquence par bigrille, avec moyenne-fréquence neutrodynée
Prix avec cadre : fr. **3.800**

SICRA-VII Meuble, à 7 lampes, sur cadre.
Prix avec tous accessoires : fr. **8.000**

Récepteurs portatifs :

réunissant le maximun de commodités à une présentation luxueuse.

SICRA-Valise, à 6 lampes, sur cadre, montage à changement de fréquence par bigrille.
Prix avec tous accessoires : fr. **3.000**

Pièces détachées :

Série variée, de construction exceptionnellement soignée.

SOCIÉTÉ INDÉPENDANTE
DE CONSTRUCTIONS RADIOÉLECTRIQUES
POUR AMATEURS

78 et 80, Route de Châtillon à Malakoff (Seine)
Capital : 3.500.000 francs

Téléph. : **Vaug. 32.92** (3 lignes)
C. Ch. Post. : Paris 1154-94
R. C. Seine : 226-176 B.

Agents Demandés

SICRA

Etienne CHIRON, Editeur, 40, Rue de Seine, PARIS

DIJON — IMPRIMERIE DARANTIERE

Digitized by Google

Digitized by Google

Digitized by Google

Digitized by Google

7 DAY USE
RETURN TO DESK FROM WHICH BORROWED

ENGINEERING LIBRARY

This publication is due on the LAST DATE stamped below.

ILL/PHOTO LAB
APR 1 8 1978
REC. ILL JUN 1 1978

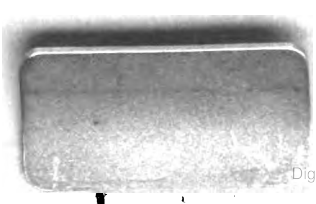
RB 17-30m-5,'57
(C6410s20)4188

General Library
University of California
Berkeley

Digitized by Google

YE: 19497

TK 5700
O C
V.8
1929



Digitized by Google